3/14

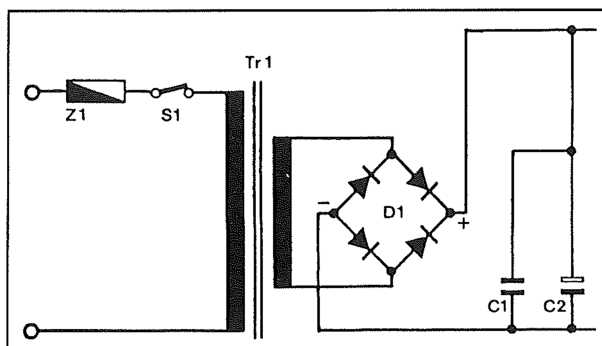
Theorie en praktijk van voedingen

Inhoud

3/14.1 Inleiding

Geen elektronica zonder voeding!
Iedere elektronische schakeling, hoe eenvoudig of uitgebreid ook, kan niet werken zonder een voeding. In dit subdeel zullen in een aantal hoofdstukken alle aspecten van het voeden van elektronische schakelingen aan de orde komen. Dit subdeel zal, behalve deze inleiding, de onderstaande hoofdstukken bevatten.

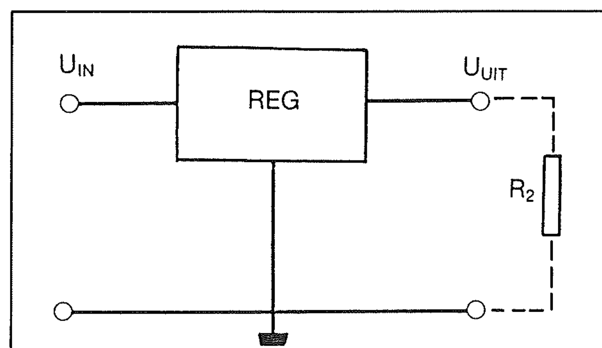
Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding
Hoewel de ongestabiliseerde voeding in de praktijk uit niets meer bestaat dan een trafo, een diode-brug en een condensator (figuur 3/14.1-1), valt er over deze zeer eenvoudige schakeling toch heel wat te vertellen.



Figuur 3/14.1-1: De basis van iedere voeding: trafo, diodebrug en elco.

Wat is bijvoorbeeld het verband tussen de trafo-spanning en de gelijkgerichte uitgangsspanning in belaste toestand? Of hoe groot moet de afvlakcondensator minimaal zijn om een bepaalde rimpel op de uitgangsspanning niet te overschrijden? Kortom, vragen genoeg die om een antwoord schreeuwen!

Theorie van de serie-gestabiliseerde voeding
De meeste voedingen werken nog steeds volgens het aloude principe van de seriestabilisatie (figuur 3/14.1-2).



Figuur 3/14.1-2: De serie-stabilisatie.

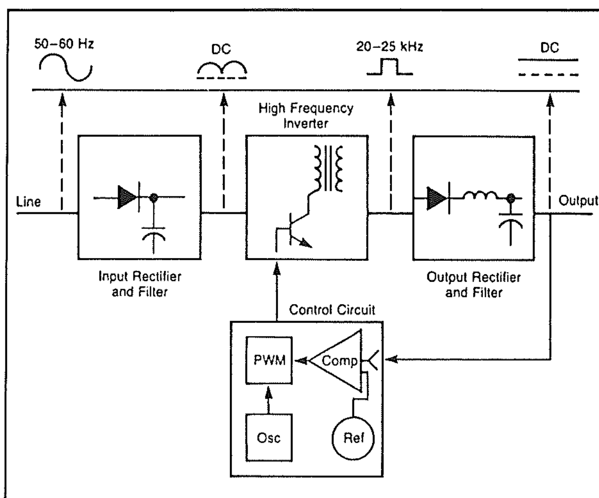
Bij de serie-stabilisatie staat de stabilisator **in serie** met de belasting R2. De stabilisatie van de uitgangsspanning komt tot stand doordat de inwendige weerstand van de stabilisator zich zo instelt dat de uitgangsspanning constant blijft.

Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisatoren
In de praktijk zal niemand meer een seriestabilisator met discrete onderdelen op-

14.1 Inleiding

bouwen. Maar met de IC's kan men veel meer doen dan alleen maar verbinden met de massa, de ongestabiliseerde spanning en de uitgang!

Theorie van de geschakelde voeding
Moderne voedingen werken tegenwoordig volgens het principe van de geschakelde regeling (figuur 3/14.1-3).

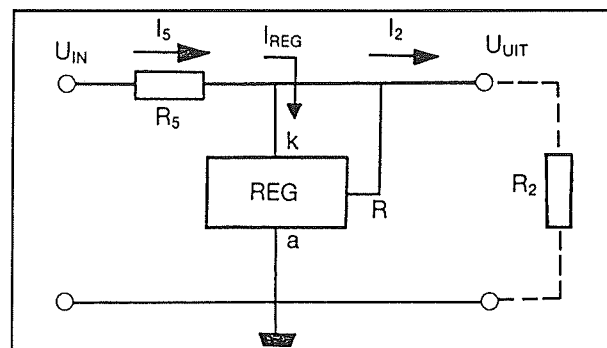


Figuur 3/14.1-3: De geschakelde stabilisator.

Bij dit principe wordt de netspanning eerst gelijkgericht en nadien aangeboden aan een pulsbreedte gemoduleerde schakeltrap die op een vrij hoge frequentie werkt. De pulsen worden aan een speciale trafo aangeboden, de secundaire spanning wordt weer gelijkgericht. De stabilisatie ontstaat door de pulsbreedte regeling van het systeem.

Praktijk van de geïntegreerde geschakelde stabilisatoren
In dit hoofdstuk wordt de praktijk beschreven van het ontwerpen van geschakelde stabilisatoren met de talrijke IC's die daarvoor in de handel zijn.

Theorie en praktijk van shunt-stabilisatie
Bij dit principe staat, zie figuur 3/14.1-4, de stabilisator **parallel** aan de belasting R2. Er is nu wel een serieweerstand R5 noodzakelijk. De stabilisatie ontstaat doordat de stabilisator met de weerstand R5 een instelbare spanningsdeler vormt, die de uitgangsspanning constant houdt.



Figuur 3/14.1-4: De shunt-stabilisatie.

Theorie en praktijk van DC/DC-omvormers
Dat zijn schakelingen die in de meeste gevallen een lage gelijkspanning omzetten in een hogere gelijkspanning of in twee symmetrische spanningen. Deze omvormers worden, nu tegenwoordig heel veel apparatuur batterijgevoed is, steeds meer gebruikt.

Theorie en praktijk van stroombronnen en -spiegels
Niet zo bekende schakelingen, die een beperkt toepassingsgebied hebben, maar toch niet mogen ontbreken in een allesomvattend hoofdstuk over voedingen.
Een stroomspiegel is een schakeling die een bepaalde ingangsstroom "spiegelt" naar een tweede stroom, de uitgangsstroom. Dit soort schakelingen wordt bijvoorbeeld gebruikt bij DAC's en ADC's.

3/14.2

Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

Inleiding

Drie belangrijke onderdelen

Iedere voeding, gestabiliseerd of ongestabiliseerd, geschakeld of seriegestabiliseerd, heeft aan de ingang drie wezenlijke onderdelen zonder dewelke een voeding geen voeding zou zijn:
- de nettransformator;
- de gelijkrichter;
- de afvlakcondensator.

Deze drie onderdelen vormen de ongestabiliseerde voeding, waaruit men via een van de drie systemen:
- serie-stabilisatie;
- shunt-stabilisatie;
- geschakelde stabilisatie;

een of meerdere goed gestabiliseerde en afgevlakte voedingsspanningen afleidt.
Hoewel de gemiddelde doe-het-zelver geen tot weinig aandacht besteedt aan deze drie onderdelen, is dat in principe fout. Hoe beter immers de ongestabiliseerde spanning, hoe beter uiteindelijk ook de gestabiliseerde spanningen zullen zijn!

Basis-schakelingen

Voor het genereren van de ongestabiliseerde spanning(en) bestaan vier basisschakelingen:
- de halve periode gelijkrichter met één diode;
- de volle periode gelijkrichter met twee dioden;
- de volle periode gelijkrichter met vier dioden;
- de symmetrische volle periode gelijkrichter met vier dioden.

Deze vier basis-schakelingen kunnen op een heel eenvoudige manier aan de hand van enige simpele formules volledig berekend worden.

Vóór de gelijkrichter ....

Maar voordat deze berekeningen aan de orde komen is het noodzakelijk enige aandacht te besteden aan de twee eerste onderdelen van de ongestabiliseerde voeding, namelijk de netspanning en de voedingstransformator.

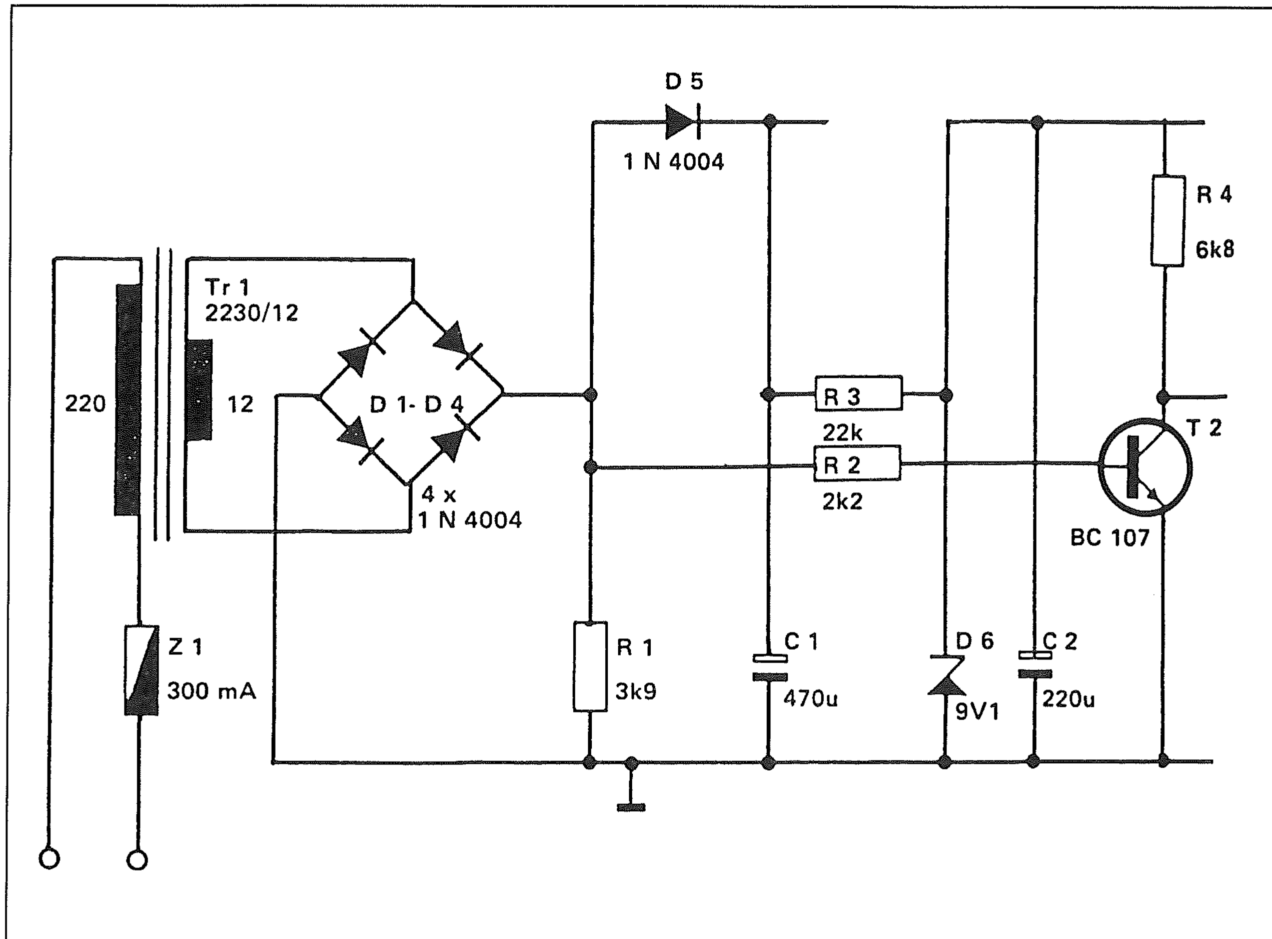
De netspanning

Het 220 V~ net

De plaatselijke energiebedrijven voorzien ieder huis van netspanning, die in principe aan de volgende eigenschappen zou moeten voldoen:
- zuiver sinusoidaal;
- frequentie gelijk aan 50 Hz;
- effectieve waarde gelijk aan 220 V.

In de praktijk voldoet de netspanning echter slechts aan één van deze drie voorwaarden.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding



Figuur 3/14.2-1: De meest eenvoudige schakeling voor het genereren van een 100 Hz pulstrein uit de netspanning.

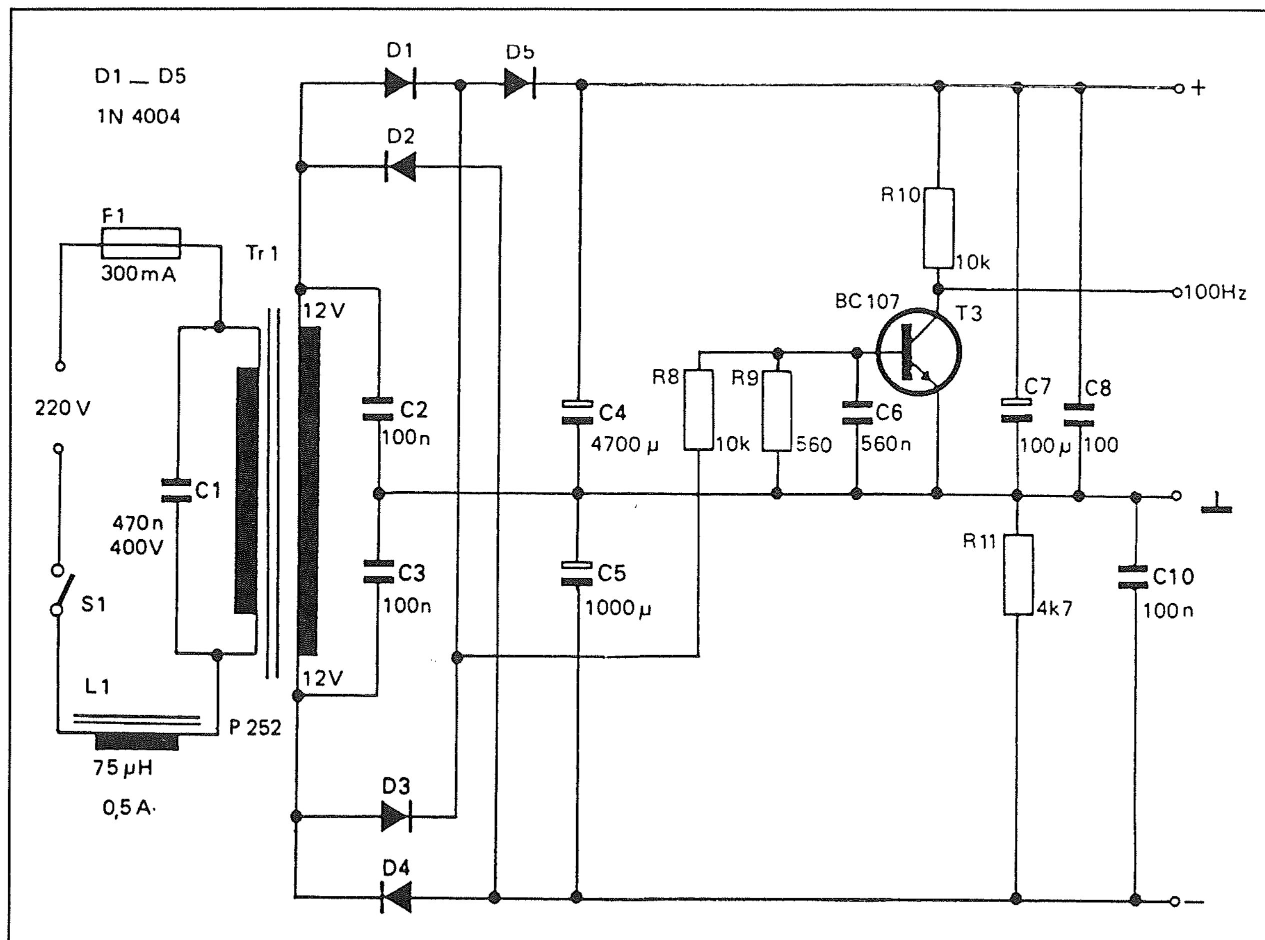
De frequentie van het net

Men kan zonder meer stellen dat de lange termijn stabiliteit van de frequente van de netspanning uitstekend is. Weliswaar kan de frequentie in de loop van een dag iets naar boven of onder afdwalen, maar over de gehele dag genomen kan men stellen dat de gemiddelde frequentie van de netspanning heel precies gelijk is aan 50 Hz. Deze stabiliteit is zelfs zo groot dat men de frequentie van het net kan gebruiken als stuurimpuls voor elektronische klokken, frequentiemeters en allerlei andere vormen van tijdsafhankelijke schakelingen. Wil men een dergelijke schakeling synchroniseren met de netfrequentie, dan zal men in de ongestabiliseerde voeding maatregelen moeten treffen om een stuursignaal uit de trafo van de voeding af te leiden. Het is dus zonder meer toepasselijk dat in dit hoofdstuk enige aandacht aan dergelijke schakelingen wordt besteed!

Het afleiden van een 50 Hz of 100 Hz referentie uit de voedingstrafo

In figuur 3/14.2-1 is de meeste eenvoudige oplossing getekend voor het opwekken van een pulstrein met een frequentie van 100 Hz. Na de secundaire wikkeling van de trafo volgt de gebruikelijke bruggelijkrichter D1 tot en met D4.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

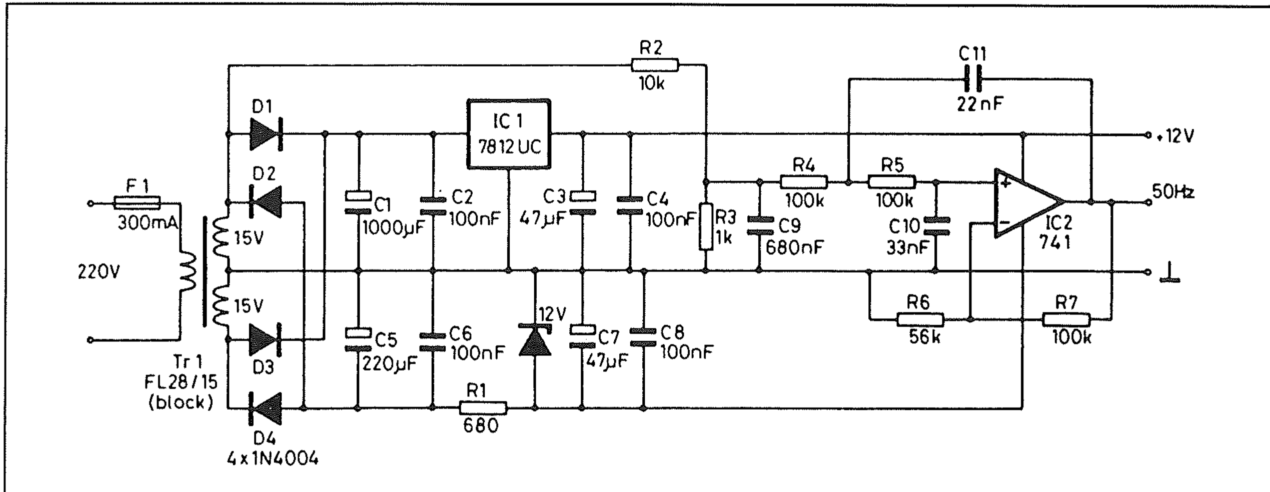


Figuur 3/14.2-2: Hetzelfde principe als dat van figuur 3/14.2-1, maar nu met een symmetrische voeding.

Tussen de bruggelijkrichter en de afvlakelco C1 is nu echter een extra diode D5 geschakeld. De weerstand R1 sluit de bruggelijkrichter af en zorgt ervoor dat de gelijkgerichte halve perioden van de trafospanning ook echt tot tegen de nul gaan. Op de kathode van diode D5 staat de ongestabiliseerde positieve voedingsspanning ter beschikking. Uit deze spanning wordt door middel van de voorschakelweerstand R3 en de zenerdiode D6 een gestabiliseerde hulpspanning van 9 V afgeleid. Deze spanning wordt nog eens extra afgevlakt met behulp van de condensator C2 en wordt gebruikt voor het voeden van de pulsversterker T2.

Op de anode van de diode D5 staan honderd halve positief verlopende sinussen per seconde.
Deze sturen via de weerstand R2 de basis van de transistor T2. Van zodra de spanning op de uitgang van de bruggelijkrichter groter is dan ongeveer 0,7 V gaat de transistor geleiden en de collectorspanning gaat naar nul. Alleen bij de nuldoorgangen van de netspanning wordt de transistor in sper gestuurd en gaat de collector naar +9 V. Dat gebeurt uiteraard 100 keer per seconde, zodat op de collector van de transistor een pulstrein met een frequentie van 100 Hz kan worden afgenomen.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding



Figuur 3/14.2-3: Een referentiegenerator die uit de netspanning een puls met een frequentie van 50 Hz afleidt.

In figuur 3/14.2-2 is hetzelfde principe toegepast, maar nu uitgewerkt bij een symmetrische voeding. De ongestabiliseerde voeding maakt gebruik van vier dioden en twee afvlakcondensatoren voor het genereren van symmetrische voedingsspanningen. Aan de positieve kant is nu echter ook een extra diode D5 tussen geschakeld, die er weer voor zorgt dat op de kathoden van de dioden D1 en D3 100 positieve halve sinussen per seconde ontstaan. Deze pulsen sturen via de spanningsdeler R8/R9 de transistor T3 in verzadiging, behalve bij de nuldoorgangen van de netspanning. Ook nu ontstaan dus 100 smalle positief gerichte pulsjes per seconde, die verder verwerkt kunnen worden door digitale schakelingen. De condensator C6 vormt met de weerstand R8 een heel primitief laagdoorlaat filtertje met een steilheid van 6 dB/octaaf. Dit filtertje moet ervoor zorgen dat de schakeling rond transistor T3 niet wordt aangesproken door smalle hoogfrequente stoorimpulsen die vaak op de netspanning aanwezig zijn.

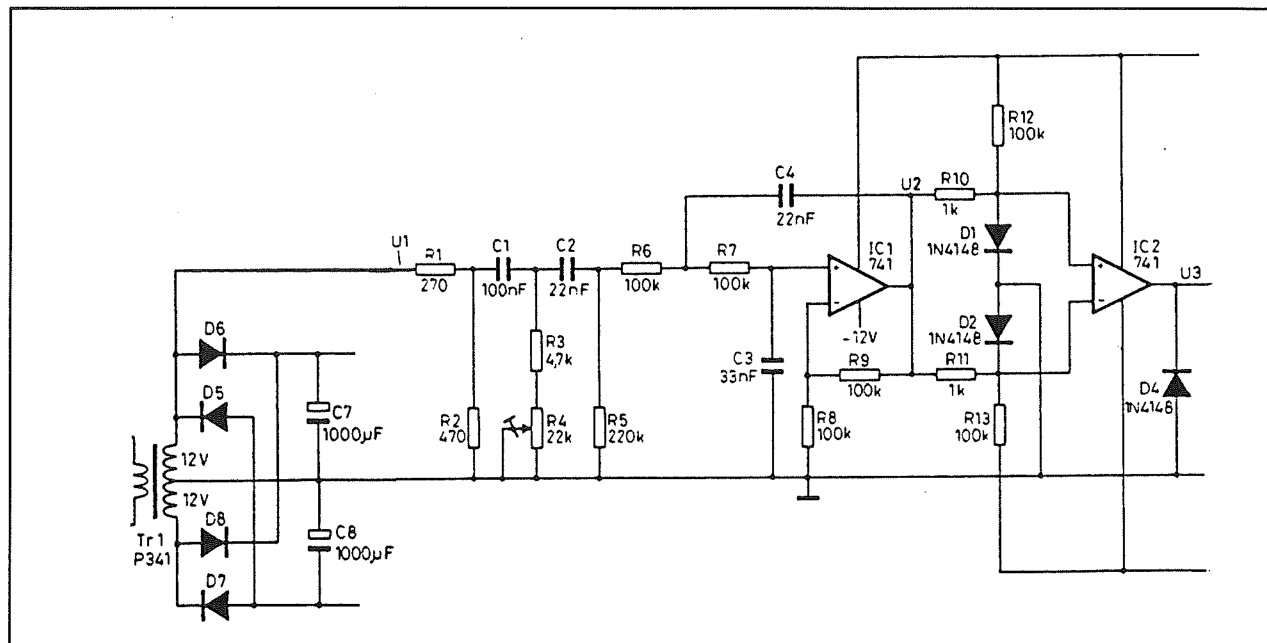
De twee besproken schakelingen genereren een referentiesignaal met een frequentie van 100 Hz. In figuur 3/14.2-3 is echter eens schakeling getekend, die een signaal met een frequentie van 50 Hz opwekt.

Er wordt gebruik gemaakt van een trafo met middenaftakking. Deze middenaftakking ligt rechtstreeks aan de massa en dus kan men tussen deze massa en een van de buitenste aansluitingen van de secundaire wikkelingen een mooi sinussignaal met een frequentie van 50 Hz aftakken. Dit gebeurt in het schema met de bovenste wikkeling.

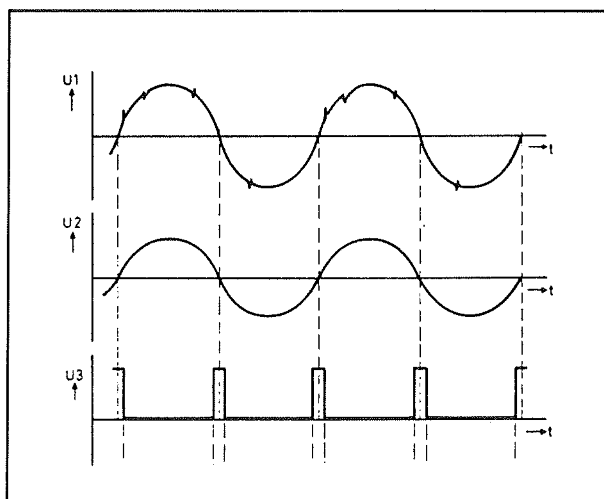
De wisselspanning wordt gereduceerd door de resistieve spanningsdeler R2/R3 en nadien aan een steil laagdoorlaat filtertje aangeboden. Dit filter werkt actief via de operationele versterker IC2 en is van de tweede orde. Dat betekent dat alle frequenties boven 50 Hz met 12 dB/octaaf worden verzwakt.

Op de uitgang van de operationele versterker staat een sinusvormig signaal ter beschikking, met een frequentie van 50 Hz en een heel mooie en zuivere sinusoidale vorm. Het steile filter zorgt er immers voor dat alle harmonischen die op de netspanning aanwezig zijn worden onderdrukt.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding



Figuur 3/14.2-4: Een laatste voorbeeld, waarbij heel veel aandacht wordt besteed aan de ontstoring.



Figuur 3/14.2-5: De oscilloscoopbeelden van de schakeling van figuur 3/14.2-4.

Tot slot geeft figuur 3/14.2-4 een voorbeeld van een schakeling, waarbij veel aandacht wordt besteed aan het ontstoren van de pulstrein. De bedoeling is dat een 100 Hz pulstrein wordt opgewekt, die ontstaat gedurende de nuldoorgangen van de netspanning. Omdat de schakeling bedoeld is voor het sturen van een triacschakeling moet iedere vorm van storing uit het signaal gefilterd worden. De schakeling wordt besproken aan de hand van de tijddiagrammen van figuur 3/14.2-5.

Er wordt weer gewerkt met een trafo met middenaftakking. Tussen de bovenste aansluiting van de bovenste wikkeling en de massa staat dus een 50 Hz wisselspanning, die eerst via de deler R1/R2 verzwakt wordt. Het netwerkje C1/R3/R4 is een faseverschuiver die er voor moet zorgen dat de faseverschuiving die door het actieve laagdoorlaatfilter wordt geïntroduceerd wordt gecompenseerd. Met de instelpotentiometer R4 kan men de schakeling zo afregelen dat de pulsen precies ontstaan gedurende de nuldoorgang van de netspanning. Het netwerkje C2/R5 vormt een passief laagdoorlaat filter van de eerste orde. Dit verzwakt alle signalen boven 100 Hz met 6 dB/octaaf. Nadien volgt een actief laagdoorlaat filter rond de operationele versterker IC1. Dit heeft een steilheid van 12 dB/octaaf, zodat de totale verzwakking van de schakeling gelijk is

aan 18 dB/octaaf. Beide filters zorgen echter voor een faseverschuiving. Zoals reeds besproken wordt deze gecompenseerd met de instelpotentiometer aan de hand van oscilloscoopbeelden. De operationele versterker levert een zeer zuivere sinus U_2 af met een frequentie van 100 Hz. Alle op de netspanning U_1 aanwezige stoorpulsen zijn weggefilterd. Dit signaal moet nu echter nog omgezet worden in een TTL-compatibele pulstrein. Daarvoor zorgt de tweede operationele versterker IC2. Deze is geschakeld als venster comparator. De twee ingangen van de operationele versterker worden door middel van de spanningsdeler R12/D1/D2/R13 ingesteld op spanningen van +0,7 V en -0,7 V ten opzichte van de massa. Beide ingangen worden bovendien via de weerstanden R10 en R11 verbonden met de sinus. Het gevolg is dat alleen rond de nuldoorgangen van de sinus (om precies te zijn, zolang de sinus kleiner is dan +0,7 V of groter is dan -0,7 V) de uitgang van de comparator hoog wordt. Op de uitgang van de schakeling ontstaan dus smalle positieve pulsjes met een frequentie van 100 Hz. De diode D4 zorgt ervoor dat de uitgang van de operationele versterker niet kleiner kan worden dan -0,7 V.

De effectieve waarde van de netspanning

Men is zo gewend dat de effectieve waarde van de netspanning gelijk is aan 220 V dat de kreet "220 V" equivalent is geworden aan het woord "netspanning". Toch is dat alles behalve correct! De netspanning zal namelijk maar zelden precies 220 V bedragen.

Een en ander is afhankelijk van de plaats waar men op een netverdelingskabel is aangesloten. Zo'n kabel heeft immers een inwendige weerstand en over deze weerstand valt spanning. Die spanningsval is uiteraard afhankelijk van de stroom die op een bepaald moment door de kabel vloeit. Met een beetje pech kan de netspanning plaatselijk schommelen tussen 205 en 235 V.

Maar er is een andere ontwikkeling gaande! In 1988 heeft de "Internationale Elektrotechnische Commissie IEC" de Norm 38 vastgelegd. In deze norm wordt besloten de netspanning in heel de wereld te standaardiseren op 230 V voor enkelfasige netten en op 400 V voor driefasige netten. Bovendien staan in deze norm ook de toleranties beschreven die toelaatbaar zijn.

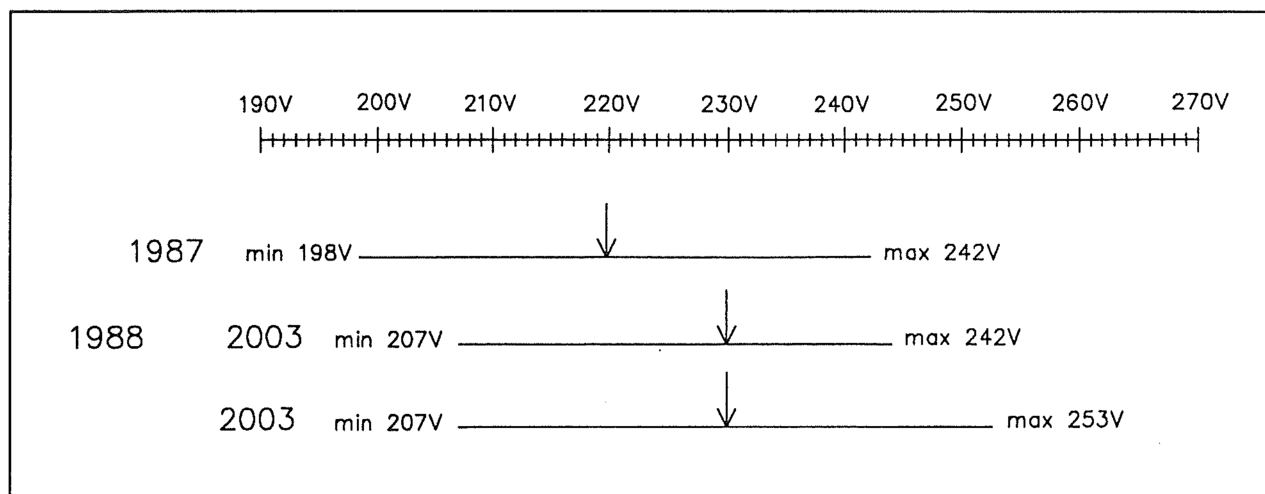
De minimale netspanning moet op gelijk welk punt van het net 207 V bedragen, de maximale waarde mag 253 V nooit overschrijden. De overgang van 220 V naar 230 V verloopt over een periode van 15 jaar. Hoe die overgang gepland is volgt uit het grafiekje van figuur 3/14.2-6.

De gevolgen voor de voeding

De vrij grote tolerantie op de gestandaardiseerde netspanning heeft uiteraard gevolgen voor een voeding. Op de eerste plaats is het natuurlijk uitermate zinvol in alle nieuw te ontwerpen voedingen een nettransformator toe te passen die reeds voorzien is van een primaire 230 V wikkeling. De toleranties die op dit moment op de netspanning bestaan (198 V tot 242 V) liggen, zoals uit de grafieken blijkt, grotendeels binnen de gestandaardiseerde toleranties van na 2003.

Op de tweede plaats moet men bij het bepalen van de wikkelverhouding van een trafo goed rekening houden met de gegeven toleranties. Stel dat men 12 V wisselspanning nodig heeft voor een bepaalde voeding.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding



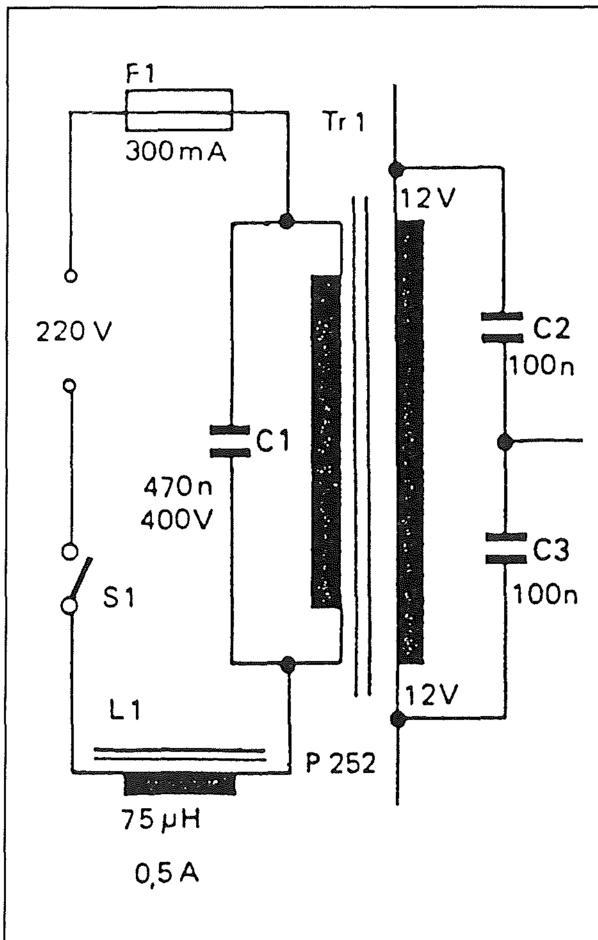
Figuur 3/14.2-6: De gefaseerde overgang van 220 V naar 230 V.

Rekenend met de standaard waarde van 230 V komt men dan op een wikkelverhouding tussen primaire en secundaire van 19,17.
Maar dat betekent dat de secundaire spanning kan variëren tussen 10,80 V en 13,20 V!

De vorm van de netspanning
De netspanning zou, theoretisch, een mooie sinusvormige spanning moeten zijn. In de praktijk zal dat maar zelden het geval zijn. Het net wordt tegenwoordig nogal verontreinigd door allerlei apparaten die gebruik maken van thyristoren, triac's en hoogfrequent gemoduleerde apparatuur. Al deze schakelingen, zelfs de best ontstoorde, sturen hoogfrequente spanningen en stromen in het net. Deze storingen zullen via de nettransformator doordringen tot de secundaire spanning en in geringe mate terug te vinden zijn op de ongestabiliseerde gelijkspanning. Om deze spanningen zo veel mogelijk te onderdrukken verdient het aanbeveling in de voeding ontstorende netwerkjes op te nemen.
In figuur 3/14.2-7 wordt in het primaire circuit van de voedingstrafo een spoeltje L1 en een condensator C1 opgenomen. Deze onderdelen vormen een passief laagdoorlaat filtertje dat moet voorkomen dat de hoogfrequente stoorsignalen op het net tot de trafo doordringen. Over de twee secundaire wikkelingen zijn de condensatoren C2 en C3 geschakeld. Ook deze twee onderdelen sluiten met hun lage hoogfrequente impedantie de stoorsignalen kort naar de massa.

In figuur 3/14.2-8 is een schakeling getekend van een ongestabiliseerde voeding, waarin maximale aandacht wordt besteed aan het onderdrukken van hoogfrequente storingen. Tussen het net en de primaire wikkeling van de trafo is een ontstoorfilter opgenomen. Zo'n filter bestaat uit een aantal condensatoren en spoelen en wordt kant-en-klaar gekocht. Tussen de gelijkrichterdioden en de afvlakcondensator C_L is een spoel D_r geschakeld. Deze spoel vormt met de condensator C2 een vrij scherp afsnijdend laagdoorlaat systeem en zorgt voor een verdere onderdrukking van de hoogfrequent signalen. Over de afvlakcondensator staat tot slot nog een netwerkje, opgebouwd uit twee condensatoren C3 en C4. Deze condensa-

toren (typische waarde 100 nF) onderdrukken symmetrische storingen die toch nog over de afvlakcondensator zouden staan.



Figuur 3/14.2-7: Het onderdrukken van hoogfrequente stoorsignalen die op het net aanwezig zijn en via de trafo in de voeding kunnen binnen dringen.

Een tweede vorm van netverontreiniging zijn korte, maar grote spanningspieken. Deze ontstaan op het moment dat een inductieve belasting zoals een zware motor wordt uitgeschakeld. Deze inductieve pieken zijn zeer smal, vaak smaller dan 1 μs, maar kunnen een amplitude van meer dan 1.000 V hebben! In figuur 3/14.2-9 is deze vorm van netspanningverontreiniging getekend.

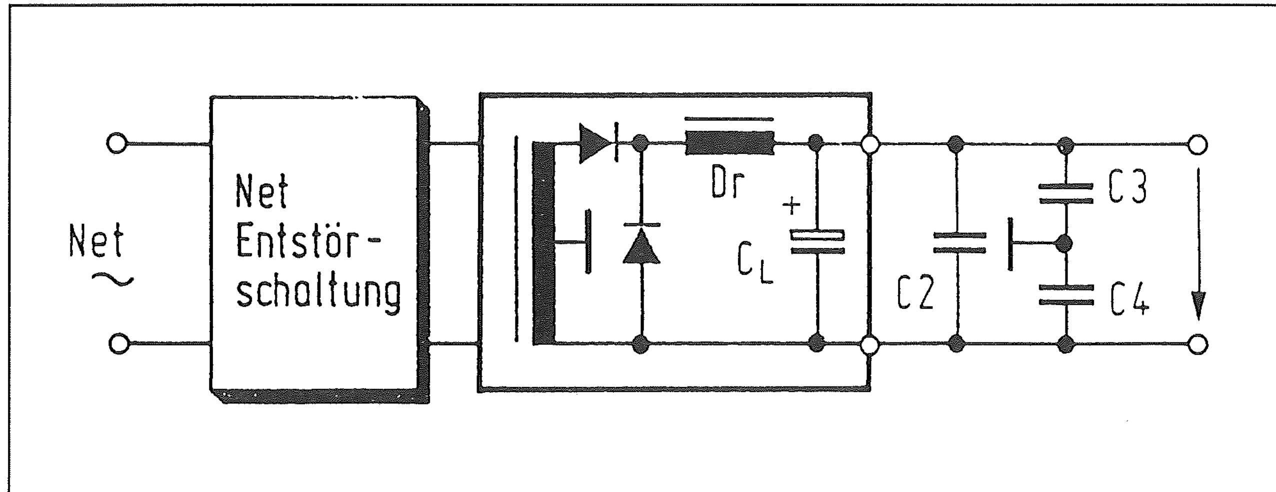
Deze pieken worden grotendeels geabsorbeerd door de capacitieve belastingen die in een voeding aanwezig zijn. Toch kan men er voor zorgen dat deze pieken niet in de voedingstrafo binnendringen door over de primaire wikkeling van de trafo een zogenoemde varistor te schakelen. Dat is een niet-lineaire weerstand die onder normale omstandigheden een zeer hoge waarde heeft. Wordt de spanning over het onderdeel echter groter dan een bepaalde waarde, dan daalt de weerstand van de varistor sterk. Op deze manier is een varistor in staat de inductieve spanningspieken op het net te absorberen, hetgeen uiteraard de kwaliteit van de voeding ten goede komt.

De voedingstransformator

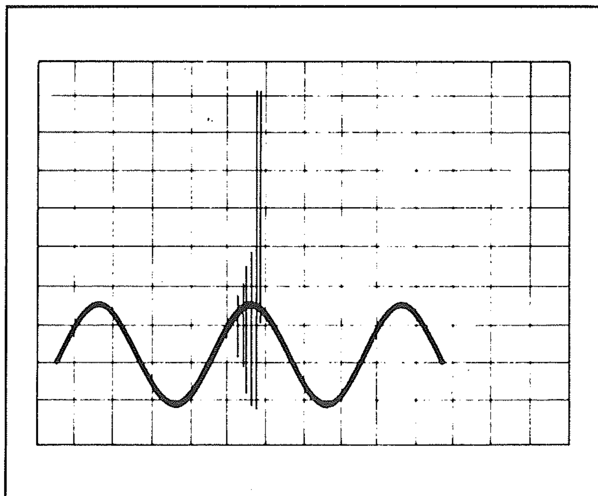
Magnetische energie overdracht

Transformatoren in voedingen zullen altijd de veel te hoge spanning van het net omzetten in een of meerdere lage spanningen. De werking van een transformator berust op het gegeven dat een spoel, doorlopen door een wisselstroom, een magnetisch veld opwekt. Dat magnetisch veld van de primaire wikkeling wordt door de ijzeren kern van de trafo opgevangen en gebundeld. Een tweede fysische wet zegt dat een spoel, onderworpen aan een wisselend magnetisch veld, een wisselspanning zal genereren. Op deze manier ontstaat de secundaire spanning. De secundaire wikkeling bevindt zich in de invloedsfeer van het magnetisch veld en dit veld zal in de windingen van de secundaire spoel een wisselspanning genereren.

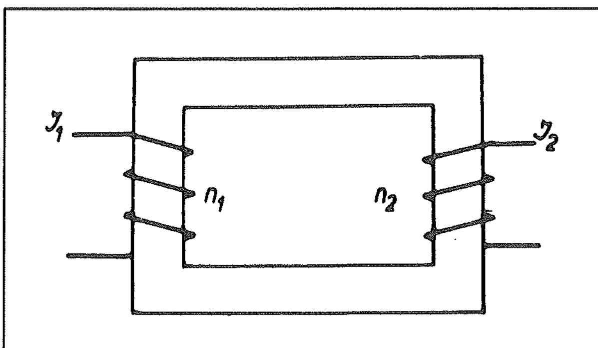
14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding



Figuur 3/14.2-8: Het schema van een goed ontstoorde ongestabiliseerde voeding.



Figuur 3/14.2-9: Inductieve spanningspieken op de sinus van het net kunnen waarden van 1 kV bereiken.



Figuur 3/14.2-10: De principiële werking van een voedingstrafo.

In figuur 3/14.2-10 is dat principe grafisch voorgesteld. De primaire wikkeling n_1 wordt doorlopen door de primaire stroom I_1. Deze wikkeling zit op één been van de kern van de trafo. De secundaire spoel n_2 zit op het andere been en zal de secundaire stroom I_2 aan de belasting leveren.

In principe bepaalt de verhouding tussen het aantal windingen van de twee wikkelingen de mate waarin de spanning naar omlaag wordt getransformeerd. Heeft de primaire wikkeling 2.200 windingen en de secundaire wikkeling slechts 220 windingen, dan zal de secundaire spanning tien keer lager zijn dan de primaire spanning.

De koperverliezen

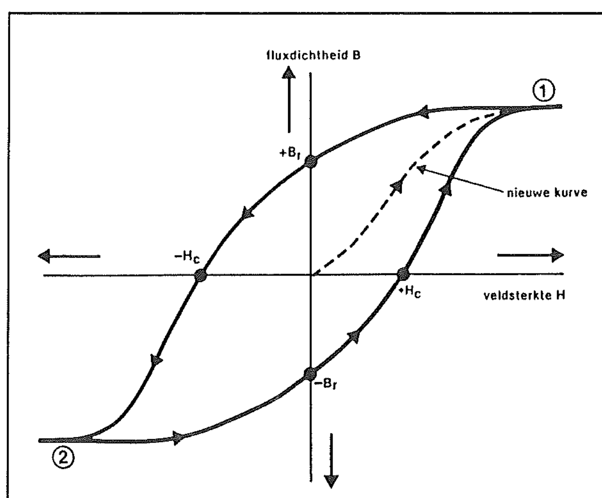
Het geschetste verband tussen de primaire en de secundaire spanning geldt echter alleen als de trafo niet belast wordt. Wordt de trafo belast, dan zullen er zogenoemde koperverliezen in de trafo optreden. Deze zijn het gevolg van de niet te verwaarlozen ohmse weerstanden van de twee wikkelingen. De wikkeldraad heeft een bepaalde soortelijke weerstand, uitgedrukt in mΩ/m. De wisselstroom die door de draad vloeit wekt over deze weerstand een

spanningsval op. Deze spanningsval wordt afgetrokken van de theoretisch berekende secundaire spanning. De koperverliezen uiten zich in het opwarmen van de windingen van de trafo en zijn de eerste oorzaak waarom de spanning die men over de afvlakcondensator meet in grote mate afhankelijk is van de stroom die uit de voeding getrokken wordt.

De magnetische verliezen

Er is echter nog een tweede bron die zorgt dat er verliezen in een belaste trafo optreden. Dat zijn de magnetische verliezen die optreden in de kern.

De primaire wisselstroom wekt een magnetisch veld op rond de primaire wikkeling. Dit veld wordt gekenmerkt door de veldsterkte H. Deze veldsterkte zorgt voor een magnetisch flux B door de kern van de trafo. Men zou dit de "magnetische stroom" kunnen noemen, die rond loopt door de kern. Nu is het verband tussen de veldsterkte en de flux niet lineair. Dit verband heeft een specifieke vorm, getekend in figuur 3/14.2-11.



Figuur 3/14.2-11: Het verband tussen de veldsterkte H en de flux B in de kern van een voedingstrafo.

Wanneer de kern nog nooit gemagnetiseerd is zal de curve verlopen volgens de gestippelde lijn. De flux neemt toe als de veldsterkte stijgt. In het begin gaat dit verband vrij lineair. Bij een bepaalde waarde van de veldsterkte neemt de flux echter niet meer evenredig toe. Men zegt dat de kern van de trafo in verzadiging komt. Bij een bepaalde waarde van de veldsterkte zal de flux zelfs helemaal niet meer stijgen, maar constant blijven op de maximale waarde die de kern kan hebben.

Als nu even later de primaire stroom weer afneemt zal ook de veldsterkte dalen. Het verband tussen veldsterkte en flux verloopt dan volgens de volle lijn. Op het moment dat de veldsterkte nul is zal er toch nog een bepaalde flux $+B_r$ in de kern aanwezig zijn. Dat wordt veroorzaakt door het feit dat de elementaire magneetjes in de kern niet zomaar hun magnetisme verliezen en ompolen. Daarvoor is een bepaalde energie nodig, energie die het magnetische veld rond de primaire spoel moet leveren.

Het verband tussen de veldsterkte en de flux verloopt dus vijftig keer per seconde van punt A naar punt B en van punt B weer terug naar punt A. De energie die nodig is voor het voortdurend magnetiseren en weer demagnetiseren van de kern wordt voorgesteld door het oppervlak van de gesloten curve A-B-A. Dit noemt men de "hysteresis-energie" van de kern. Ook dit is een vorm van verlies-energie en bedraagt, afhankelijk van de eigenschappen van de kern, 1 W tot 10 W per kilogram kernmateriaal. Het zal duidelijk zijn dat dit hysteresis-vermogen ook weer in warmte wordt omgezet. De kern van een trafo wordt dus niet alleen warm door het opnemen van de hitte die in de windingen van de wikkelingen wordt gegenereerd door de koperverliezen! Ook de hystere-

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

sis-verliezen spelen een belangrijke rol bij het warm worden van de voedingstrafo.

De wervelverliezen

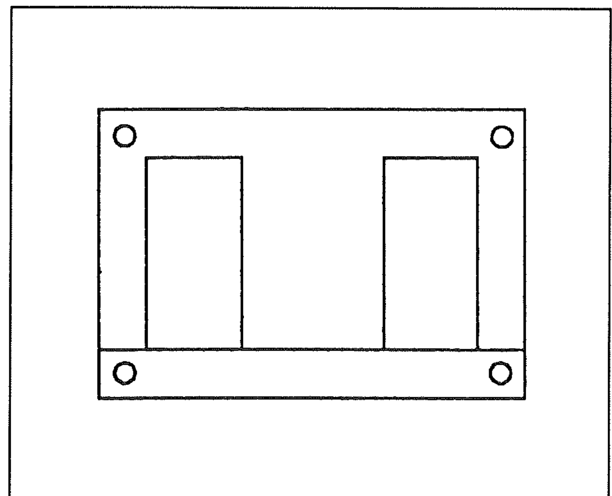
Als men het schemaatje van figuur 3/14.2-10 goed bekijkt, dan stelt men vast dat de gesloten magnetische kern, vervaardigd uit elektrisch geleidend ijzer, in feite ook een wikkeling van de trafo vormt! Deze wikkeling heeft weliswaar maar één winding, maar is duidelijk aanwezig. In de kern wordt dus een kleine wisselspanning gegeneerd, die een kortsluitstroom in de kern tot gevolg heeft. De kernwikkeling is immers kortgesloten! Deze kortsluitstroom die door de kern loopt noemt men de wervelstroom en uiteraard voert ook deze stroom tot verliezen, de wervelverliezen.
Om dit wervelverlies zo klein mogelijk te maken wordt de kern van een trafo opgebouwd uit dunne plaatjes blik, voorzien van een elektrische isolatie. Op deze manier wordt de wervelstroom opgedeeld in vele kleine stroompjes. Bovendien zorgt men ervoor dat het materiaal waaruit de blikplaatjes zijn gemaakt een vrij hoge soortelijke elektrische weerstand heeft. Het gevolg is dat de wervelstroom gereduceerd wordt en dat de wervelverliezen dalen.

De verschillende soorten kernblik

De kern van een voedingstrafo wordt dus samengesteld door een groot aantal dunne blikken plaatjes op elkaar te stapelen tot een blikpakket. Omdat het noodzakelijk is dat men de primaire en secundaire wikkelingen rond de poten van het blikpakket kan bevestigen, kan het kernblik niet uit één stuk bestaan. Er moet ergens een opening in de vorm zijn, zodat men door het verbuigen van het blik de blikplaatjes in de spoelvormen van de primaire en secundaire wikkelingen kan aanbrengen.
Er zijn verschillende vormen van blik ontwikkeld, ieder met hun specifieke voor- en nadelen.

Het EI-blik

Dit is het meest praktische vorm van kernblik. Eén blikplaatje bestaat in feite uit twee plaatjes met E- en I-vormen, zie figuur 3/14.2-12.

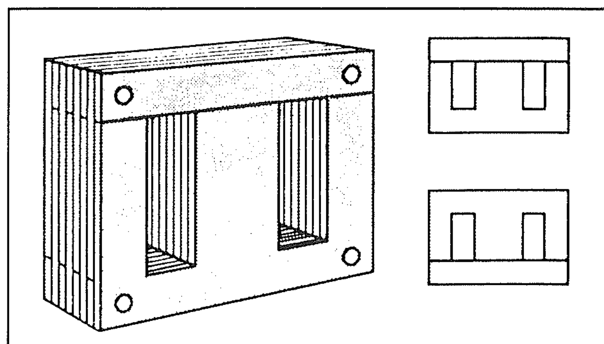


Figuur 3/14.2-12: De vorm van het EI-blik.

Het nadeel van het EI-blik is dat er op drie plaatsen een onderbreking ontstaat in de magnetische flux. Deze drie luchtspleten veroorzaken plaatselijk strooivelden in de omgeving, hetgeen uiteraard weer verliezen tot gevolg heeft. Om deze verliezen zo klein mogelijk te maken worden de EI-blikken om en om in de spoelvormen gestapeld, zie figuur 3/14.2-13.

Het EI-blik is rechthoekvormig en de gestandaardiseerde coderingen vermelden steeds de lengte van het I-blik. Het blik EI-96 heeft dus een I-blik met een lengte van 96 mm.

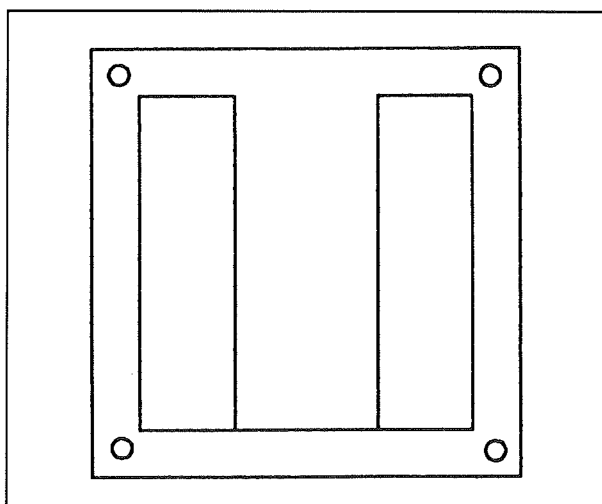
14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding



Figuur 3/14.2-13: Door het om en om stapelen van de E- en I-blikken worden de magnetische strooivelden rond de luchtspleten zo klein mogelijk gemaakt.

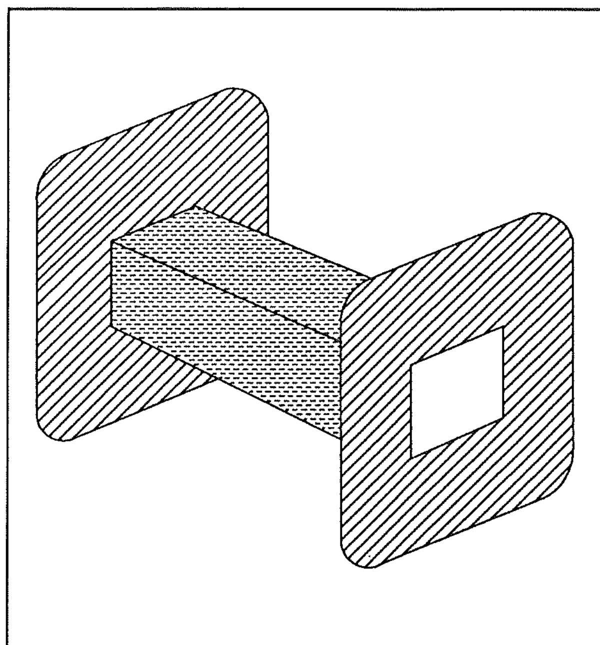
Het M-blik

Het M-blik, waarvan de typische vorm getekend is in figuur 3/14.2-14, wordt het vaakst toegepast bij voedingstransformatoren.

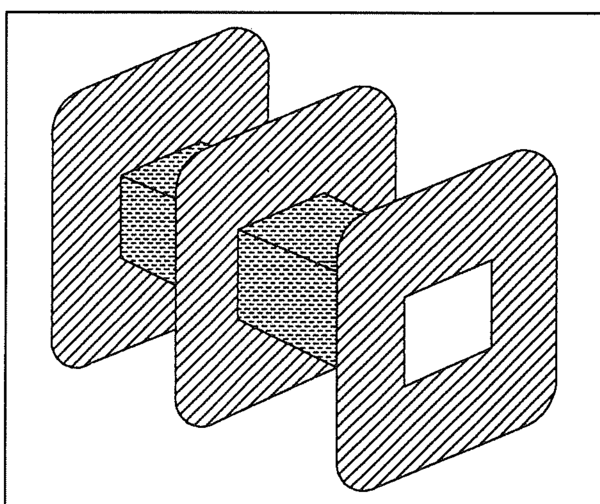


Figuur 3/14.2-14: De typische vorm van het M-blik.

Het M-blik heft als voordeel dat het uit één stuk gemaakt is en slechts op één plaats opengesneden is. Er ontstaat dus ook maar één luchtspleet, met als gevolg dat transformatoren die gewikkeld zijn op een kern van M-blik minder strooiïngsverliezen hebben dan soortgenoten gewikkeld op een kern van EI-blik.



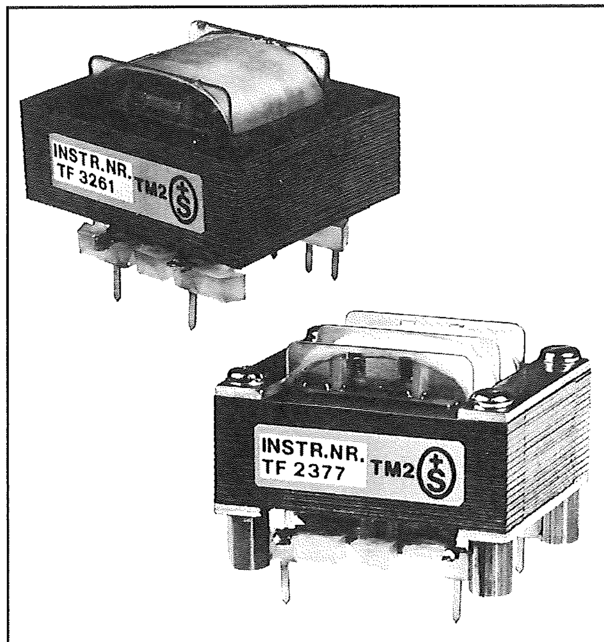
Figuur 3/14.2-15: Een spoelvorm met één kamer.



Figuur 3/14.2-16: Een spoelvorm met twee kamers.

Het M-blik is steeds vierkant van vorm en de lengte is dus gelijk aan de breedte. Bij de codering kan er nooit misverstand ontstaan over welke afmeting eigenlijk wordt bedoeld. Het M-45 blik is vierkantvormig en heeft zijden van 4,5 cm.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding



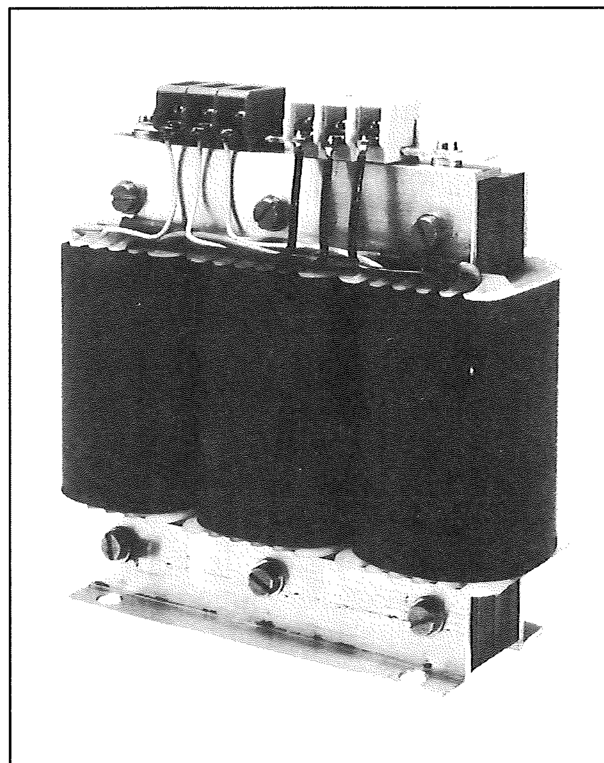
Figuur 3/14.2-17: Voorbeelden van trafo's met spoelkernen met één en twee kamers.

Het nadeel van het M-blik is dat de blikken vrij moeilijk aan te brengen zijn in de spoelvormen.
Men moet immers steeds het middelste been van het blik open buigen, dit been door de spoelvorm steken en dan nadien het been weer terug buigen.

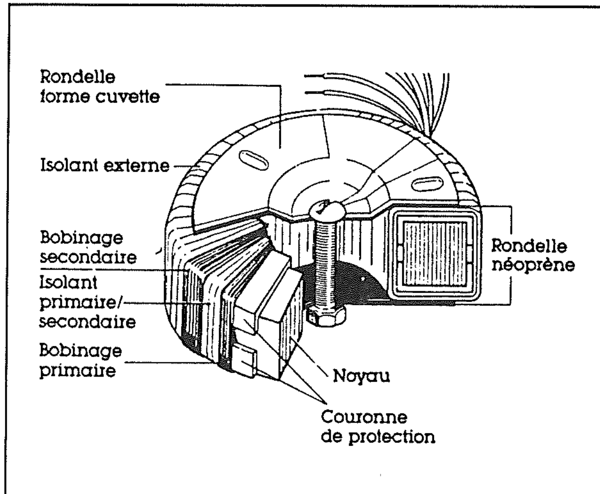
De spoelvormen
De primaire en secundaire wikkelingen worden aangebracht op spoelvormen. Deze bestaan in uitvoeringen met één kamer, zie figuur 3/14.2-15, en in uitvoeringen met twee kamers, zie figuur 3/14.2-16.

De spoelvormen met twee kamers worden in de meeste gevallen toegepast bij transformatoren met twee secundaire wikkelingen.
In figuur 3/14.2-17 zijn twee voorbeelden gefotografeerd van voedingstrafo's met spoelvormen met respectievelijk één en twee kamers.
De spoelvormen zijn bij deze transformatoren aangebracht op het middelste been van de kern.

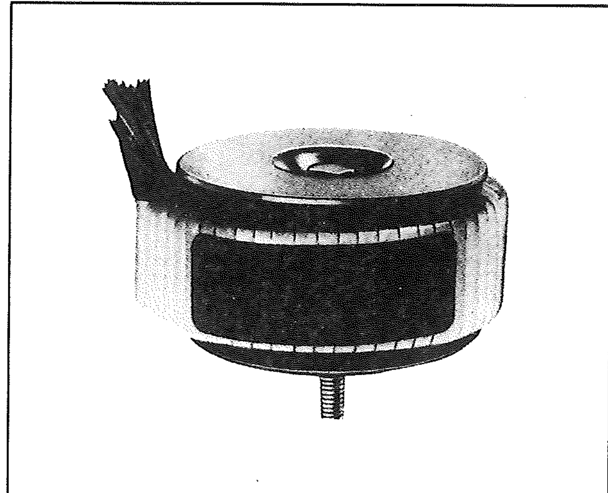
In figuur 3/14.2-18 is een voorbeeld gegeven van een trafo met drie spoelvormen. Iedere vorm bevat nu één wikkeling en iedere vorm is aangebracht op één been van de kern. Dergelijke transformatoren worden "veiligheidstrafo's" genoemd, omdat de galvanische scheiding tussen de wikkelingen maximaal is. Het is nauwelijks denkbaar dat er een kortsluiting ontstaat tussen twee of meerdere wikkelingen.



Figuur 3/14.2-18: Een trafo waarbij gebruik wordt gemaakt van drie verschillende spoelvormen, ieder aangebracht op een been van de kern.



Figuur 3/14.2-19: De samenstelling van een ringkerntrafo.



Figuur 3/14.2-20: Een voorbeeld van een ringkerntrafo.

Ringkern transformatoren

Moderne voedingstransformatoren werken volgens het ringkernprincipe. In figuur 3/14.2-19 is de samenstelling van een dergelijke trafo getekend.

De kern bestaat nu uit een dunne metalen band, die tot een ring wordt gewikkeld. Op deze manier krijgt men een kern zonder luchtspleet, waardoor er geen strooiïngsvelden kunnen optreden. Door de volledig homogene vorm van de kern zal de magnetische flux veel soepeler door de kern blijven vloeien en ontstaan ook geen strooivelden aan scherpe hoeken.
Over de ringkern wordt een isolerende laag aangebracht en nadien worden de wikkelingen met zeer speciale wikkelmachines spiraalvormig op de kern aangebracht. Tussen de wikkelingen worden uiteraard isolerende lagen aangebracht. Nadat alle wikkelingen gewikkeld zijn wordt het oppervlak van de trafo nog eens geïsoleerd en aan de boven- en onderzijde voorzien van metalen lamellen met een centraal gat. Via een flinke bout en moer kan men de trafo via deze ringen vastklemmen op een chassis.

Ringkern transformatoren hebben superieure eigenschappen. Dit is voornamelijk het gevolg van de te verwaarlozen strooivelden en dus minimale magnetische verliezen in de kern.
Maar doordat de fabricage nogal ingewikkeld en tijdrovend is liggen de prijzen van ringkern trafo's een stuk hoger dan deze van traditionele op M-blik gewikkelde exemplaren.

In figuur 3/14.2-20 is een voorbeeldje van een voedingstransformator volgens het ringkern principe getekend.

De gestandaardiseerde kernen

Zowel de EI- en M-blikken als de ringkernen zijn internationaal gestandaardiseerd.
De kernen worden gedefinieerd door hun afmetingen:

- EI-blikken door de lengte van het I-blik;
- M-blikken door de zijde van het blik;
- ringkernen door de diameter van de kern.

In de tabel van figuur 3/14.2-21 zijn de belangrijkste gegevens van deze kernen samengevat.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

Kern	P [W]	P-Wdg	Wdg/V	fv
M42	5	4930	28,00	1,31
M55	15	2792	14,62	1,20
M65	33	1753	8,68	1,14
M74	55	1291	6,24	1,11
M85a	80	1022	4,83	1,09
M85b	105	798	3,72	1,07
M102a	130	685	3,17	1,06
M102b	190	536	2,45	1,05
EI42	8	4670	26,50	1,40
EI54	15	2792	15,75	1,25
EI66	20	1811	10,28	1,18
EI78	35	1305	7,41	1,13
EI84	50	1137	6,46	1,12
EI96	70	870	4,90	1,10
EI105	100	721	4,00	1,09
EI105b	140	562	3,18	1,07
ø=60 mm	10	3659	19,83	1,18
ø=65 mm	20	2844	14,83	1,18
ø=70 mm	30	2405	12,33	1,16
ø=80 mm	50	2237	11,25	1,15
ø=90 mm	75	1845	9,08	1,12
ø=95 mm	100	1474	7,08	1,11
ø=100 mm	150	1150	5,42	1,09
ø=115 mm	200	857	4,00	1,08
ø=120 mm	300	748	3,42	1,07

Figuur 3/14.2-21: De voornaamste specificaties van de gestandaardiseerde kernen.

Een korte verklaring van de specificaties:
- Kern:
  benaming van de kern.
- P [W]:
  maximaal vermogen in Watt dat de kern kan transporteren;
- P-Wdg:
  aantal primaire windingen voor een netspanning van 220 V en voor het maximale vermogen;
- Wdg/V:
  aantal secundaire wikkelingen per volt onbelaste uitgangsspanning;
- f_V:
  verliesfactor van de trafo, oftewel de verhouding tussen de onbelaste en belaste secundaire spanningen.

De wikkelingen

De wikkelingen worden gewonden met koperdraad die is voorzien van een dunne isolerende laklaag. Vandaar de benaming Cul (koper-lak) voor deze draad. De diameter van de wikkeldraad is uiteraard afhankelijk van het vermogen dat door de wikkeling moet worden verwerkt. Cul-draad is verkrijgbaar met diameters van 0,05 mm tot 2,00 mm. In de tabel van figuur 3/14.2-22 zijn de voornaamste gegevens van de Cul-draad samengevat.

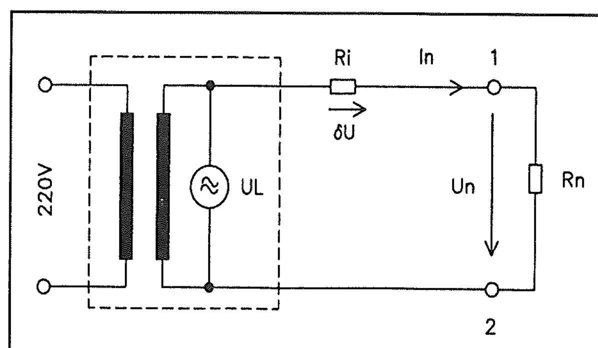
diameter (mm)	buitendiameter circa (mm)	doorsnede (mm^2)	windingen per cm^2
0,05	0,062	0,0020	20 000
0,10	0,115	0,0079	6000
0,15	0,17	0,0177	2 800
0,20	0,22	0,0314	1 650
0,25	0,27	0,049	1 100
0,30	0,33	0,071	770
0,35	0,38	0,096	580
0,40	0,43	0,126	450
0,45	0,48	0,159	370
0,50	0,535	0,196	300
0,55	0,59	0,238	250
0,60	0,64	0,283	210
0,65	0,69	0,334	180
0,70	0,74	0,385	160
0,75	0,79	0,444	140
0,80	0,84	0,504	120
0,85	0,90	0,570	110
0,90	0,95	0,636	100
0,95	1,00	0,711	90
1,00	1,05	0,786	83
1,10	1,16	0,951	67
1,20	1,26	1,131	55
1,30	1,36	1,329	46
1,40	1,46	1,540	40
1,50	1,56	1,770	33
1,60	1,66	2,015	28
1,70	1,76	2,275	24
1,75	1,81	2,365	20
1,80	1,86	2,545	17
1,90	1,96	2,840	14
2,00	2,07	3,142	12

Figuur 3/14.2-22: De eigenschappen van de Cul-draad, waarmee de wikkelingen op de spoelkernen worden aangebracht.

De verliesfactor van een transformator

Een van de belangrijkste eigenschappen van een transformator is de verliesfactor. Deze geeft een indicatie van het vermogen dat in de trafo zélf gedissipeerd wordt. De verliesfactor f_V wordt gedefinieerd door de inwendige weerstand R_i van de trafo, een belangrijk gegeven voor het berekenen van de ongestabiliseerde voeding.

Een trafo kan worden voorgesteld door het zogenoemde equivalente schema, getekend in figuur 3/14.2-23.



Figuur 3/14.2-23: Het equivalente schema van een trafo.

In dit equivalente schema is:

- U_L:
  de secundaire uitgangsspanning van de ideale trafo, dus zonder verliezen;
- R_i:
  de inwendige weerstand van de trafo, waarin alle verliezen van de trafo verrekend worden;
- U_N:
  de secundaire uitgangsspanning van de trafo mét belasting;
- R_n:
  de belasting van de secundaire wikkeling.

Helaas wordt er bij het specificeren van de eigenschappen van een trafo maar zelden iets gezegd over de inwendige weerstand. Wordt al een definitie gegeven, dan zal men meestal de verliesfactor opgeven. Weet men de belastingsweerstand van de voeding, dan kan men de inwendige weerstand van de trafo berekenen uit de formule:

$$R_i = R_n . [f_v - 1]$$

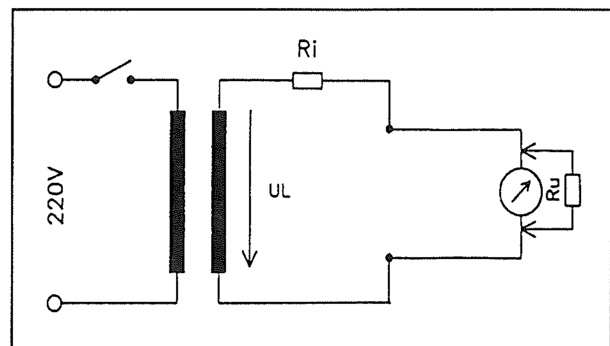
In de meeste gevallen zal men de waarde van de inwendige weerstand echter experimenteel moeten bepalen.

Het experimenteel bepalen van de inwendige weerstand

Voor het experimenteel bepalen van de inwendige weerstand van een trafo heeft men twee universeelmeters nodig, een die wisselspanningen meet en een die wisselstromen meet.

De metingen gaan in twee stappen.

- Eerste stap
  In de eerste stap wordt de onbelaste spanning U_L gemeten. Hiervoor maakt men gebruik van het schema dat in figuur 3/14.2-24 getekend is. De trafo wordt alleen maar belast door de spanningsmeter. Het zal duidelijk zijn dat de inwendige weerstand R_u van deze meter veel groter is dan de inwendige weerstand van de trafo R_i. Men kan dus de spanningsval over deze laatste weerstand als gevolg van het vloeien van de meterstroom rustig verwaarlozen. De meter geeft de echte onbelaste secundaire spanning U_L van de trafo aan.



Figuur 3/14.2-24: Het testschema voor het bepalen van de onbelaste spanning van de trafo.

- Tweede stap
  Nadien bepaalt men de kortsluitstroom van de trafo aan de hand van het schema in figuur 3/14.2-25. De secundaire wikkeling wordt kortgesloten door de wisselstroommeter. Let wel op dat deze meting maar enige seconden mag duren! Bovendien moet men natuurlijk een meetapparaat hebben dat in staat is dergelijke hoge kortsluitstromen (die bij zware trafo's meer dan 10 A kunnen bedragen) te meten. Op het zelfde moment wordt door middel van de spanningsmeter de spanningsval over de stroommeter σU_2 gemeten.

De berekeningen kunnen als volgt uitgewerkt worden. Eerst kan men de voorlopige inwendige weerstand R_i' berekenen met de formule:

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

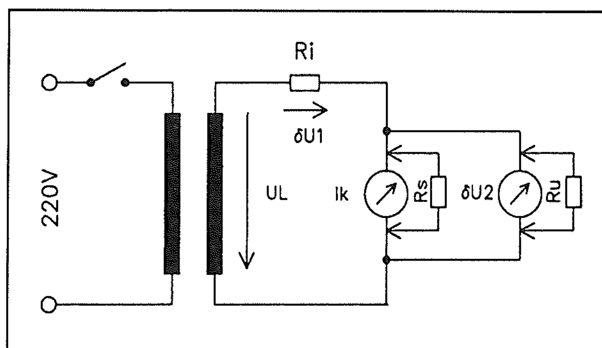
$R_{i'}=U_L/I_k$

De kortsluitstroom van de trafo is niet alleen afhankelijk van de inwendige weerstand R_i van de trafo, maar ook van de inwendige weerstand R_s van de stroommeter. Deze laatste grootheid kan berekend worden aan de hand van de formule:

$R_s=\sigma U_2/I_k$

De echte inwendige weerstand van de trafo kan berekend worden door de inwendige weerstand van het meetinstrument af te trekken van de berekende waarde. Dus:

$R_i=R_{i'}-R_s$



Figuur 3/14.2-25: Het meten van de kortsluitstroom en de spanningsval over de stroommeter.

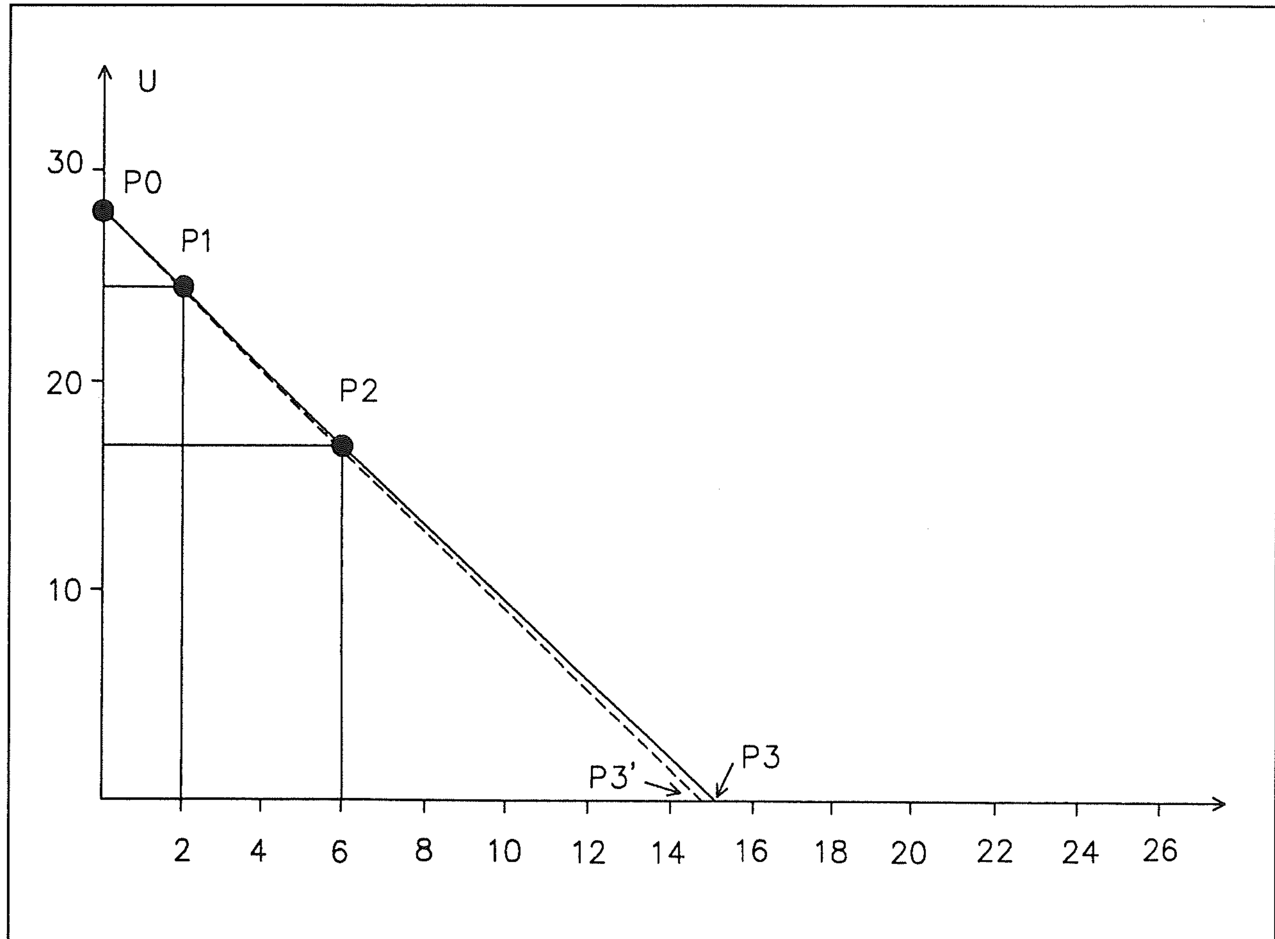
Een voorbeeld
Aan een voedingstrafo worden de volgende gegevens gemeten:
- onbelaste spanning U_L: 28 V
- kortsluitstroom I_k: 14,7 A
- spanningsval over de meter: 0,6 V

De voorlopige inwendige weerstand $R_{i'}$ is dan gelijk aan 1,9 Ω. De inwendige weerstand van de stroommeter kan berekend worden als 0,04 Ω. Hieruit volgt dat de nettrafo een inwendige weerstand heeft van 1,86 Ω.

Aan de hand van de gemeten en berekende gegevens kan men de zogenoemde stroom-spanning karakteristiek van de trafo opstellen.
Deze is getekend in figuur 3/14.2-26. De vertikale schaal geeft de secundaire uitgangsspanning, de horizontale de door de secundaire wikkeling vloeiende stroom. Men kan nu de twee snijpunten van de karakteristiek met de assen bepalen.
- De spanning-as
  Hier ligt het snijpunt P_0 bij 28 V, de onbelaste spanning (I = 0) van de trafo.
- De stroom-as
  Hier ligt het snijpunt P_3 bij 14,7 A, de kortsluitstroom van de trafo (U = 0).

In de grafiek is het verschil ingetekend als men rekening houdt met de inwendige weerstand van de stroommeter. Zoals blijkt liggen de twee punten P_3 en $P_{3'}$ slechts heel weinig uit elkaar!
Aan de hand van deze grafiek kan men nu voor iedere belastingsstroom de te verwachten belaste spanning aflezen. In de grafiek is dit gedaan voor twee voorbeelden, namelijk voor stromen van 2 A en van 6 A.
Deze stroom-spanning karakteristiek is zeer belangrijk als de trafo wordt ingezet in een voeding die een zo goed als constante stroom trekt.
Door een trafo te selecteren die bij de constante belasting precies genoeg spanning levert om de voeding goed te laten werken kan men heel wat overbodige warmte-ontwikkeling in de voeding voorkomen! Iedere volt die de trafo te veel opwekt moet immers door de gestabiliseerde voeding worden omgezet in warmte.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding



Figuur 3/14.2-26: De stroom-spanning karakteristiek van een transformator.

Het berekenen van de voeding

Inleiding

Na deze lange inleidingen is men in staat de vier voorgestelde schakelingen voor de ongestabiliseerde voeding volledig te berekenen.

In de formules, die bij deze berekeningen worden gebruikt, worden onderstaande grootheden gebruikt:

- U_L:
  de waarde van de secundaire wisselspanning van de trafo;
- Ua_0:
  de uitgangsspanning van de voeding zonder belasting;
- Ua_{min}:
  de minimale uitgangsspanning bij belasting;
- Ua_{max}:
  de maximale uitgangsspanning bij belasting;
- Ua_{∞}:
  de gemiddelde uitgangsspanning bij belasting;
- U_{brumm}:
  de rimpelspanning op de uitgangsspanning bij belasting;
- U_{sperr}:
  de voor de dioden van de gelijkrichter noodzakelijke minimale sperspanning;

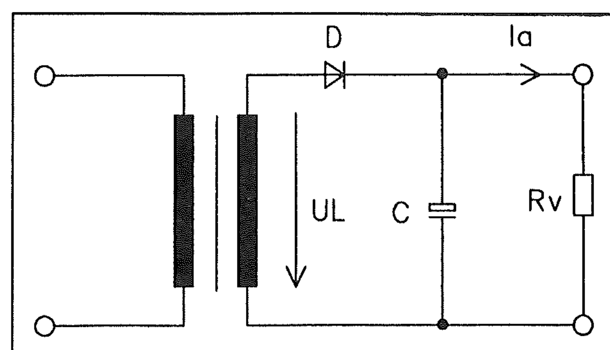
14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

- U_d:
  de geleidingsspanning van de diode, meestal 0,65 V;
- Id_{max} of îd:
  de piekstroom door de dioden van de gelijkrichter bij maximale belasting van de voeding;
- Id:
  de gemiddelde stroom door de dioden van de gelijkrichter bij maximale belasting van de voeding;
- Ia:
  de belastingsstroom van de voeding;
- C_L:
  de waarde van de afvlakcondensator;
- R_i:
  de inwendige weerstand van de transformator;
- R_v:
  de belastingsweerstand van de voeding;
- P_N:
  het vermogen van de transformator in VA nodig voor het leveren van de opgegeven belastingsstroom.

Grafische voorstelling
Het onderlinge verband tussen de besproken grootheden kan het best grafisch toegelicht worden. In figuur 3/14.2-27 is een halve periode gelijkrichter getekend, waarvan de specifieke grootheden in figuur 3/14.2-28 grafisch worden voorgesteld.

Vaak denkt men dat de diode in een voeding gedurende de volle halve periode geleidt. Dat is echter niet het geval! De diode gaat alleen geleiden als de spanning op de anode positiever is dan de spanning op de kathode. Zoals uit de grafiek duidelijk blijkt is dat maar gedurende een vrij korte tijd het geval. Op het moment dat de secundaire spanning van de trafo van de maximale positieve topwaarde gaat dalen zal de trafospanning lager worden dan de spanning over de condensator C. Op dat moment poolt de diode om en gaat naar sper. De diode geleidt dus alleen maar tussen de momenten dat de uitgangsspanning van de voeding stijgt van Ua_{min} naar Ua_{max}. Deze tijd noemt men de geleidingshoek van de diode. Gedurende deze tijd vloeit er een zeer grote stroom Id_{max} door de diode (zie onderste grafiek).
Maar omdat deze stroom maar zo kort vloeit kan deze piekstroom veel groter zijn dan de gemiddelde stroom Id.
Uit de bovenste grafiek blijkt duidelijk dat de sperspanning van de diode gelijk moet zijn aan de top-tot-top waarde van de secundaire wisselspanning. Op het moment dat de trafospanning op de negatieve top staat (spanning op de anode van de diode) staat de kathode op de positieve spanning van de condensator.

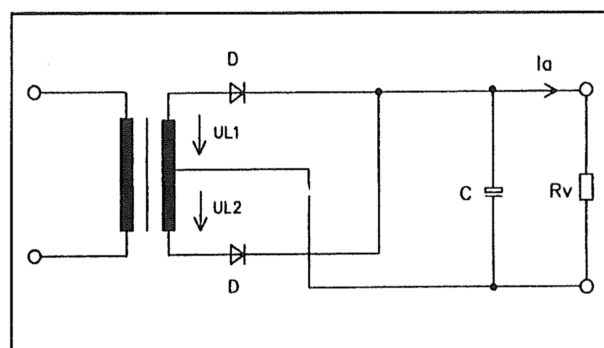
Als tweede voorbeeld wordt een volle periode gelijkrichter met twee dioden behandeld, waarvan het schema getekend is in figuur 3/14.2-29.
De bijbehorende grafieken zijn samengevat in figuur 3/14.2-30.



Figuur 3/14.2-27: Het eerste voorbeeld aan de hand waarvan de specifieke grootheden van een voeding grafisch worden toegelicht.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

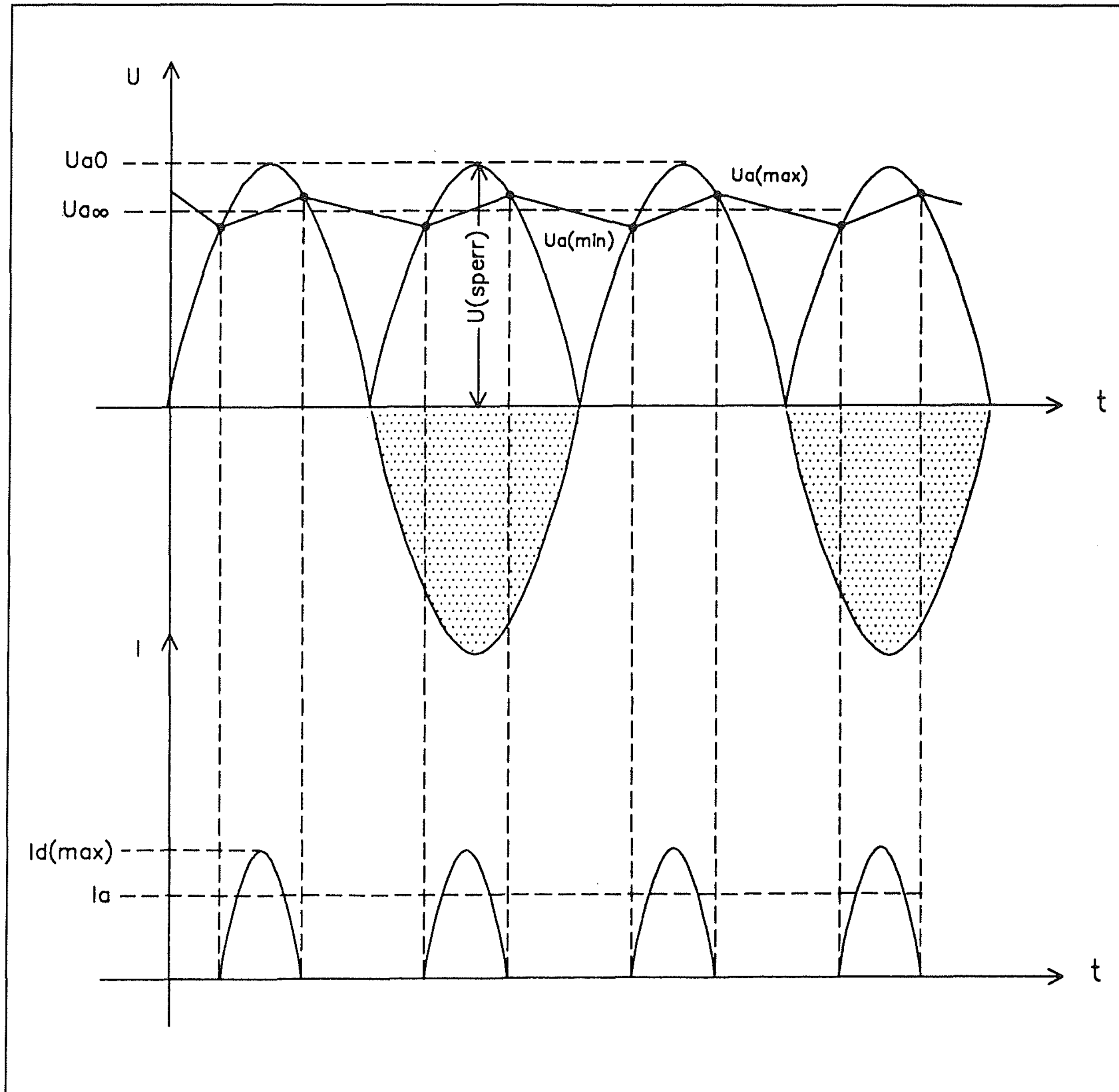
Figuur 3/14.2-28: De grafische voorstelling van de specifieke grootheden van de voeding van figuur 3/14.2-27.



Figuur 3/14.2-29: Als tweede voorbeeld wordt deze volle periode gelijkrichter met twee dioden behandeld.

Omdat de dioden nu 100 keer per seconde geleiden is er een kleiner verschil tussen de piekstroom Id_{max} en de gemiddelde stroom Id. In de meeste gevallen zal ook de geleidingshoek kleiner zijn, omdat er een kleiner verschil is tussen Ua_{min} en Ua_{max}.
De condensator van de voeding heeft immers minder tijd om te ontladen, omdat er nu 100 keer per seconde via een van de twee dioden wordt bijgeladen!

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding



Figuur 3/14.2-30: De grafieken bij het schema van figuur 3/14.2-29.

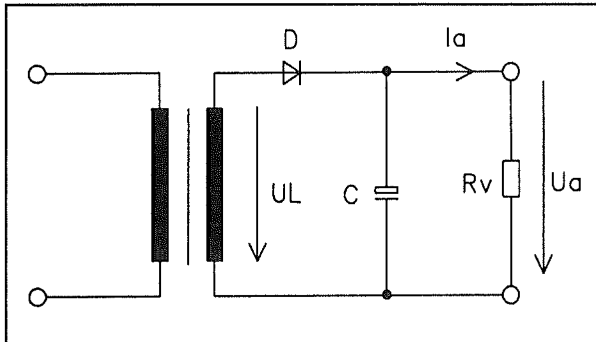
Het berekenen van de halve periode gelijkrichter met een diode

Voor de duidelijkheid wordt in figuur 3/14.2-31 het reeds gepubliceerde schema van de halve periode gelijkrichter met een diode nog eens getekend.

Deze schakeling wordt gekenmerkt door het feit dat slechts een halve periode van de secundaire trafospanning wordt gebruikt. In dit geval is dit de positieve halve periode. De negatieve halve periode heeft geen effect, omdat de diode dan spert. De rimpelspanning op de uitgangsspanning heeft bijgevolg een frequentie van 50 Hz. Deze voeding is alleen geschikt voor het voeden van schakelingen die niet veel stroom vragen. Omdat de diode slechts 50

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

keer per seconde in staat is de afvlakcondensator op te laden zal de waarde van de rimpelspanning vrij groot zijn.



Figuur 3/14.2-31: Het basisschema van de halve periode gelijkrichter met een diode.

In figuur 3/14.2-32 zijn de formules gegeven waarmee men alle specifieke grootheden van deze schakeling kan berekenen. Voor het berekenen heeft men alleen de waarden van:

- de secundaire trafospanning U_L;
- de inwendige weerstand van de trafo R_i;
- de belastingsweerstand van de voeding R_v;

nodig.

$$U_{a0} = \sqrt{2}\,U_L - U_d$$

$$U_{a\infty} = U_{a0}\left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{R_v}}\right)$$

$$U_{sperr} = 2\sqrt{2}\,U_L$$

$$\bar{I}_d = I_a$$

$$\hat{I}_d = \frac{U_{a0}}{\sqrt{R_i R_v}}$$

$$C_L = \frac{I_a}{U_{brumm} \cdot 50\,\mathrm{Hz}}\left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{R_v}}\right)$$

$$U_{a\infty} \sim U_{a(min)} + \frac{2}{3}\,U_{brumm}$$

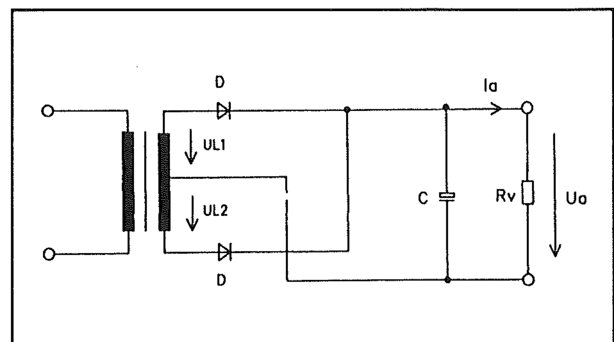
Figuur 3/14.2-32: De formules voor het berekenen van de specifieke grootheden van de halve periode gelijkrichter.

Het berekenen van de volle periode gelijkrichter met twee dioden

Deze schakeling, getekend in figuur 3/14.2-33, wordt meestal toegepast als men beschikt over een transformator met twee identieke secundaire wikkelingen. Deze wikkelingen worden in serie geschakeld en het middelpunt gaat naar de massa.

Let er wel op dat men de twee wikkelingen niet op een willekeurige manier in serie mag schakelen!

Doet men dat verkeerd, dan zal de voeding geen volt opwekken!



Figuur 3/14.2-33: Het basisschema van een volle periode gelijkrichter met twee dioden.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

$$U_{a0} = \sqrt{2}\,U_L - U_d$$

$$U_{a\infty} = U_{a0}\left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2\,R_v}}\right)$$

$$U_{sperr} = \sqrt{2}\,U_L$$

$$\bar{I}_d = \tfrac{1}{2} I_a$$

$$\hat{I}_d = \frac{U_{a0}}{\sqrt{2 R_i R_v}}$$

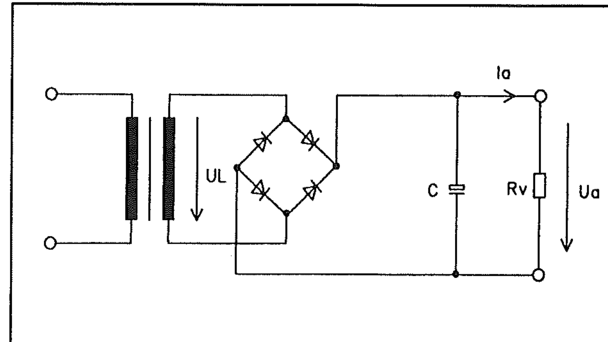
$$C_L = \frac{I_a}{2\,U_{brumm} \cdot 50\,Hz}\left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{2\,R_v}}\right)$$

$$U_{a\infty} \sim U_{a(min)} + \tfrac{2}{3}\,U_{brumm}$$

$$P_N = (1{,}2 \ldots 2)\,U_{a\infty}\,I_a$$

Figuur 3/14.2-34: De formules voor het berekenen van de volle periode gelijkrichter met twee dioden.

Omdat de dioden nu 100 keer per seconde geleiden wordt de afvlakcondensator ook 100 keer per seconde opgeladen. Het gevolg is dat de rimpelspanning kleiner is en een frequentie heeft van 100 Hz. In de meeste gevallen kan men bij deze schakeling een kleinere waarde voor de afvlakcondensator toepassen.
De formules voor het berekenen van de specifieke grootheden van deze schakeling zijn samengevat in figuur 3/14.2-34.



Figuur 3/14.2-35: Het basisschema van de volle periode gelijkrichter met vier dioden.

Het voornaamste verschil met de formules van figuur 3/14.2-32 is dat de piekstroom door de dioden nu gehalveerd is. Vandaar dat deze schakeling ideaal is voor zware voedingen!

Het berekenen van de volle periode gelijkrichter met vier dioden

Deze schakeling, getekend in figuur 3/14.2-35, noemt men onofficieel ook wel eens de bruggelijkrichter. De vier dioden zijn immers in een brug geschakeld en geleiden om en om. De vier dioden vormen als het ware een elektronische schakelaar, die er voor zorgt dat de wisselspanning van de trafo wordt omgeschakeld als de polariteit van de periode omwisselt. Deze voeding is in feite de standaard schakeling die steeds wordt toegepast als men een schakeling uit slechts één voedingsspanning moet voeden. Voor de vier dioden kan men uiteraard vier enkelvoudige dioden gebruiken, maar ook een van de vele bruguitvoeringen die in de handel zijn.
In figuur 3/14.2-36 zijn de formules van deze schakeling gegeven. Het enige verschil met de vorige schakeling is dat men nu twee maal de geleidingsspanning van de trafospanning moet aftrekken om de uitgangsspanning bij nullast te verkrijgen.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

Er staan immers steeds twee geleidende dioden in serie tussen de trafo en de afvlakcondensator.

Het berekenen van de symmetrische volle periode gelijkrichter met vier dioden

Tot slot een schakeling die twee symmetrische spanningen genereert, die dus in absolute waarde even groot zijn, maar tegengestelde polariteiten hebben. Het basisschema van deze ongestabiliseerde voeding is getekend in figuur 3/14.2-37. Merk op dat de vier dioden op dezelfde manier zijn geschakeld als in het schema van figuur 3/14.2-35.
Men kan de vier losse dioden dan ook zonder meer vervangen door een brugcel.

Deze schakeling wordt steeds gebruikt als men bijvoorbeeld met operationele versterkers werkt, die symmetrisch gevoed willen worden. In principe bevat deze schakeling twee gelijkrichters volgens figuur 3/14.2-33. Het zal dan ook geen verbazing wekken dat de formules, samengevat in figuur 3/14.2-38, volledig identiek zijn!

$$Ua_0 = \sqrt{2}\,UL - 2Ud$$

$$Ua_\infty = Ua_0\left(1 - \sqrt{\frac{Ri}{2\,Rv}}\right)$$

$$U_{sperr} = \sqrt{2}\,UL$$

$$\bar{I}_d = \tfrac{1}{2} I_a$$

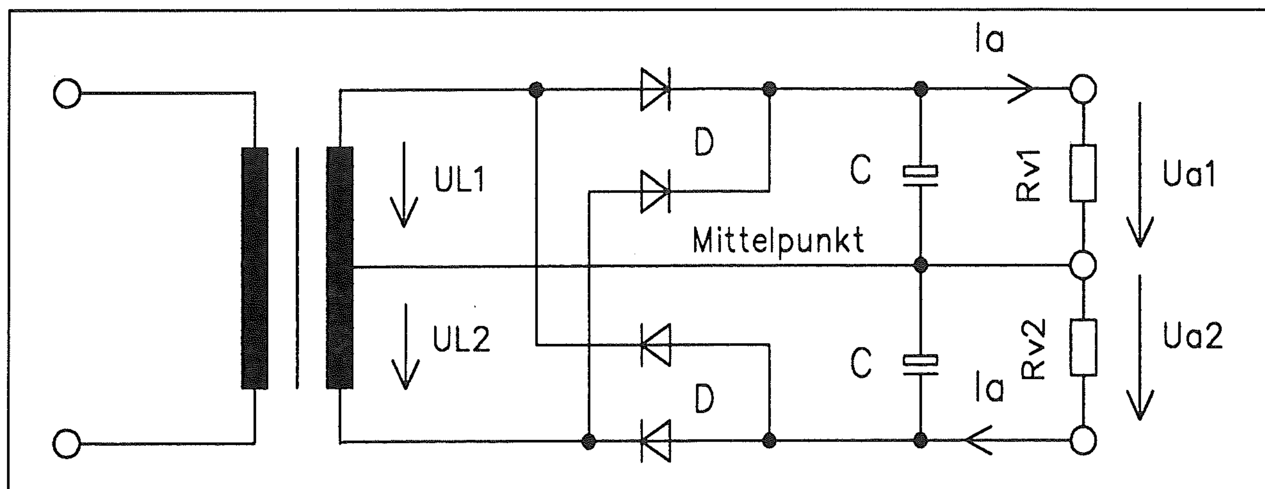
$$\hat{I}_d = \frac{Ua_0}{\sqrt{2\,Ri\,Rv}}$$

$$C_L = \frac{I_a}{2\,U_{brumm} \cdot 50Hz}\left(1 - \sqrt[4]{\frac{Ri}{2\,Rv}}\right)$$

$$Ua_\infty \sim U_{a(min)} + \tfrac{2}{3} U_{brumm}$$

$$P_N = (1{,}2 \ldots 2)\,Ua_\infty\, I_a$$

Figuur 3/14.2-36: De formules voor het berekenen van de specifieke grootheden van de schakeling van figuur 3/14.2-35.



Figuur 3/14.2-37: Het basisschema van de symmetrische volle periode gelijkrichter met vier dioden.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

$$U_{a0} = \sqrt{2}\, U_L - U_d$$

$$U_{a\infty} = U_{a0}\left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2\, R_v}}\right)$$

$$U_{sperr} = \sqrt{2}\, U_L$$

$$\bar{I}_d = \frac{1}{2} I_a$$

$$\hat{I}_d = \frac{U_{a0}}{\sqrt{2 R_i R_v}}$$

$$C_L = \frac{I_a}{2 U_{brumm} \cdot 50Hz}\left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{2\, R_v}}\right)$$

$$U_{a\infty} \sim U_{a(min)} + \frac{2}{3} U_{brumm}$$

$$P_N = (1{,}2 \ldots 2)\, U_{a\infty}\, I_a$$

Figuur 3/14.2-38: De formules voor de schakeling van figuur 3/14.2-37.

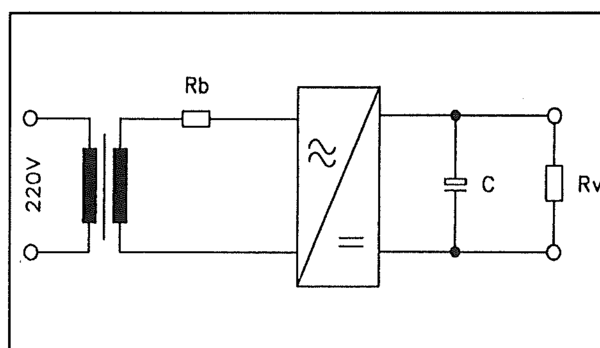
Het beperken van de inschakelstroom

Inleiding

In de meeste voedingen worden vrij grote afvlakcondensatoren gebruikt. Als de voeding enige tijd heeft uit gestaan zijn deze condensatoren volledig ontladen. Bij het inschakelen van de voeding vormen deze lege condensatoren dan als het ware een kortsluiting, met als gevolg dat zowel door de secundaire wikkeling van de trafo als door de diode(n) een zeer grote piekstroom vloeit. Deze stroom loopt maar enige tienden van een seconde, maar wekt rond de trafo wel een zeer groot magnetisch strooiveld op.
Er zijn verschillende systemen bedacht om dit inschakelverschijnsel te voorkomen. Deze worden tot slot van dit hoofdstuk in het kort besproken.

Verhogen van de inwendige weerstand

Een van de meest voor de hand liggende, maar niet ideale, oplossingen is het kunstmatig verhogen van de inwendige weerstand van de trafo. Dit is getekend in figuur 3/14.2-39.



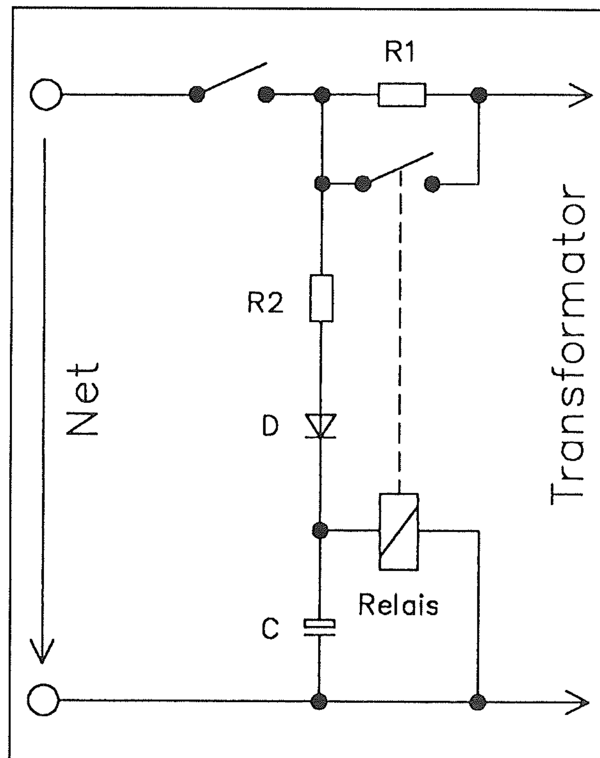
Figuur 3/14.2-39: Het kunstmatig verhogen van de inwendige weerstand van de trafo.

In serie met een van de aansluitingen van de secundaire wikkeling van de trafo wordt een kleine weerstand R_b opgenomen. In de meeste gevallen volstaat een waarde van enige ohm. Groter mag ook niet, want het zal duidelijk zijn dat de normale belastingsstroom van de voeding over deze weerstand een spanningsval genereert. Het gevolg is dat er in de weerstand vermogen wordt gedissipeerd, het-

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

geen zich uit (volgens de tweede hoofdwet van de thermodynamica) onder de vorm van nutteloze warmte. De waarde van de weerstand moet net zo groot zijn dat de maximaal toelaatbare piekstroom van de gelijkrichter niet wordt overschreden.
De waarde van deze weerstand kan berekend worden door de effectieve waarde van de secundaire spanning te delen door de waarde van de piekstroom. Stel dat men een trafo heeft met een secundaire spanning van 10 V en een diode met een maximale piekstroom van 20 A.
De waarde van de weerstand is dan gelijk aan 0,5 Ω. Als de voeding een normale belastingsstroom trekt van 1 A valt over de weerstand een spanning van 0,5 V, met een vermogensverlies van 0,5 W.

De inschakelvertraging
Het beste systeem om de inschakelpiek te beperken is getekend in figuur 3/14.2-40. De schakeling is opgenomen tussen het net en de primaire wikkeling van de trafo. Bij het sluiten van de netschakelaar is de condensator C ontladen. Het relais is dus niet aangetrokken, met als gevolg dat de relaiscontacten open zijn. De weerstand R1 is nu opgenomen tussen de netspanning en de primaire wikkeling van de trafo. Op deze manier wordt de inwendige weerstand van de trafo vergroot en de inschakelpiek gedempt. De condensator C gaat echter uit de netspanning opladen via de diode D en de weerstand R2. Na een bepaalde tijd is de spanning over de condensator in staat het relais te laten inschakelen. De relaiscontacten sluiten en de weerstand R1 wordt kortgesloten.
De waarde van de weerstand R1 is uiteraard afhankelijk van het vermogen van de voeding. In de meeste gevallen kan men echter een waarde van ongeveer 15 Ω aanhouden.



Figuur 3/14.2-40: Een inschakelvertraging met een relais.

De waarde van de weerstand R2 is afhankelijk van de relaisspanning U_r en de relaisstroom I_r. Uit deze twee gegevens kan men de weerstand berekenen met de formule:

$$R2=[1{,}4.U_r]/I_r$$

Bij een 24 V relais met een aanspreekstroom van 40 mA kan men voor de weerstand R2 een waarde van 840 Ω toepassen. Het vermogen dat in deze weerstand gedissipeerd wordt bedraagt dan echter wél 1,3 W, zodat men het best een draadgewonden weerstand van 5 W kan toepassen. De waarde van de condensator moet experimenteel bepaald worden. De inschakelvertraging moet ergens tussen de 0,1 s en 0,5 s liggen. Voor de diode kan men het algemeen verkrijgbare type 1N4007 gebruiken.

14.2 Ontwerpen van de ongestabiliseerde voeding

3/14.4

Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator

Inleiding

Een standaard onderdeel
De geïntegreerde serie-stabilisator is voor iedere ontwerper van elektronische schakelingen een onderdeel dat net zo gewoon is geworden als een weerstand of een transistor. Niemand zal het immers meer in zijn of haar hoofd halen om een schakeling te voorzien van een zélf ontworpen voeding. Men maakt het de ontwerper immers zo gemakkelijk! Een trafootje, een bruggelijkrichter, een afvlakcondensator, een geïntegreerde serie-stabilisator en klaar is kees!

Toch zijn de bekende driepootjes van de 78xx- en 79xx-familie intern vrij ingewikkelde schakelingen, waar bovendien heel wat mee te doen valt. Vandaar dat een uitvoerige beschrijving van de toepassingsmogelijkheden van dit soort geïntegreerde serie-stabilisatoren zonder meer thuis hoort in een hoofdstuk over "Theorie en praktijk van voedingen".

Soorten
De bekende driepootjes van de 78xx- en 79xx-familie zijn inmiddels opgevolgd door een heleboel schakelingen, die men allemaal kan vangen onder de verzamelnaam "geïntegreerde serie-stabilisatoren". Op dit moment is er voor ieder voedingsprobleem wel een schakeling te vinden.
Als men al deze IC's in kategorieën zou onder verdelen ontstaat het onderstaande lijstje:
- IC's met vaste, positieve uitgangsspanning;
- idem, maar dan volgens het "low drop" principe;
- IC's met vaste, negatieve uitgangsspanning;
- idem volgens het "low drop" principe;
- IC's met regelbare positieve uitgangsspanning;
- idem met negatieve uitgangsspanning;
- IC's met symmetrische vaste uitgangsspanningen;
- idem maar dan met regelbare uitgangsspanningen.

Het "low drop" principe
De standaard stabilisatoren van de 78xx- en 79xx- familie (en alle IC's die daarvan zijn afgeleid) eisen een vrij groot spanningsverschil tussen de ingang en de uitgang.
Willen deze schakelingen goed werken, dan moet de ongestabiliseerde spanning op de ingang minstens 2 V groter zijn dan de gestabiliseerde uitgangsspanning. In standaard voedingen voor netgevoede apparatuur is dat verder van geen belang. Het enige vervelende is dat er vrij veel vermogen in het IC zélf wordt gedissi-

peerd, maar daar is een koelplaatje een uitstekende remedie voor.
Bij batterijgevoede apparatuur kan dat echter wel een groot probleem zijn. Daar telt immers iedere tiende volt en iedere tiende watt!
Het is vervelend om, alleen om de stabilisator te kunnen instellen, de batterij te moeten voorzien van een extra 1,2 V cel! Bovendien is de 1 à 2 W die over de stabilisator valt weggegooid vermogen, dat zich alleen maar uit in af te voeren warmte en het vaker moeten opladen of vervangen van de batterijen.
Om deze problemen op te lossen heeft men speciale schakelingen ontwikkeld, de zogenaamde "low drop" serie-stabilisatoren. Deze schakelingen kunnen net zo eenvoudig worden toegepast als de oudere versies, maar hebben als groot voordeel dat maar enige tienden van een volt over het IC moeten staan. Op deze manier kan men zonder problemen een +5 V stabilisator voeden uit een +6 V batterij, iets wat met een 7805 bijvoorbeeld nooit goed zal lukken!

Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator
Zoals de naam van dit hoofdstuk reeds duidelijk maakt, zullen voornamelijk praktische toepassingen van deze nuttige IC's besproken worden. Toch zal eerst een klein subhoofdstukje besteed worden aan de interne schakelingen. Want eerst als men een beetje op de hoogte is van hoe een serie-stabilisator intern in elkaar zit kan men alles uit het IC halen wat er in zit. Deze bespreking zal zich beperken tot de eerste en oudste categorie, namelijk de stabilisatoren met vaste positieve uitgangsspanning.
Want alle overige soorten zijn in feite van deze afgeleid.

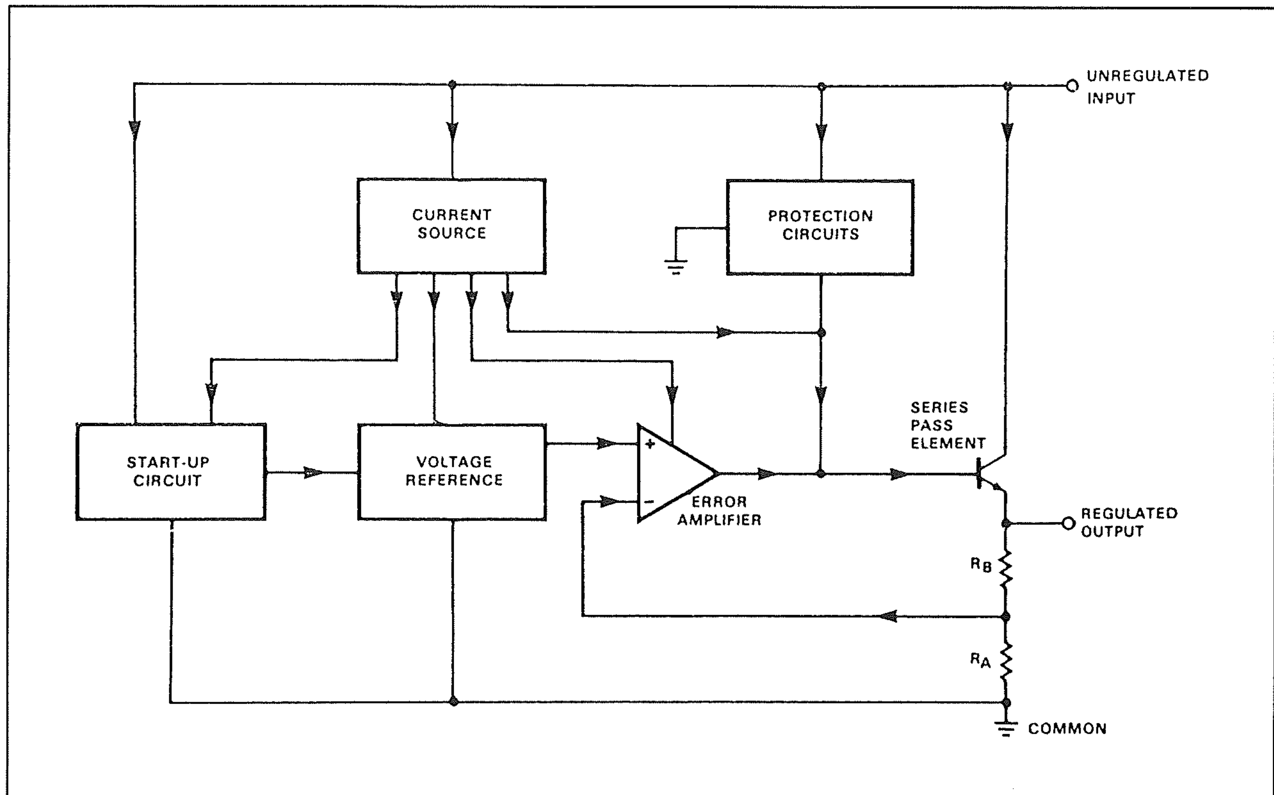
De interne schakelingen

Intern blokschema
Het interne blokschema van een geïntegreerde serie-stabilisator met vaste positieve uitgangsspanning is getekend in figuur 3/14.4-1.

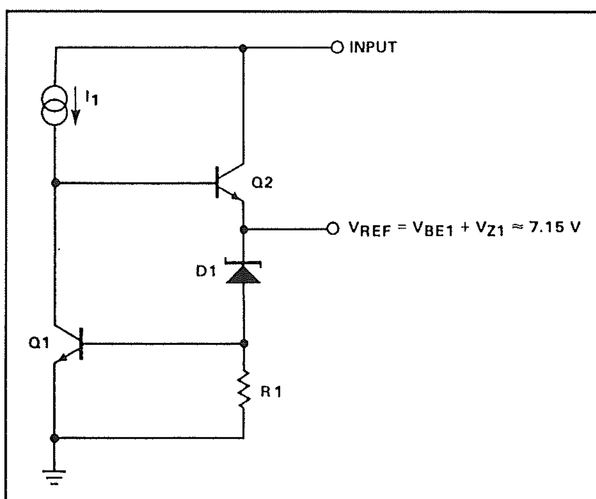
Tussen de ongestabiliseerde ingangsspanning en de gestabiliseerde uitgangsspanning staat niets meer dan een transistor. Dat is het regel-element, dat gestuurd wordt uit een verschilversterker. Deze verschilversterker vergelijkt een deel van de gestabiliseerde uitgangsspanning met een referentiespanning. Deze laatste is afkomstig van een spanningsreferentie. In de meeste gevallen wordt deze referentie gestuurd uit een constante stroombron. Alleen op deze manier is men immers in staat om de referentiespanning constant te houden binnen de grenzen van de ongestabiliseerde ingangsspanning. De stroombron wordt in de meeste gevallen gestuurd vanuit het zogenaamde "start-up circuit". Dit zorgt ervoor dat de stroombron bij het met de spanning verbinden van de schakeling onmiddellijk goed zal gaan werken.
Tot slot is ieder IC voorzien van min of meer uitgebreide beveiligingsschakelingen, die er voor zorgen dat het IC niet defect raakt als het wordt kortgesloten of als er te veel vermogen wordt gevraagd.

De spanningsreferentie
Dit is zonder meer de belangrijkste schakeling van het IC. De kwaliteit van de referentiespanning bepaalt immers de kwaliteit van het IC! Hoe nauwkeuriger en stabieler deze referentiespanning is, hoe nauwkeuriger en stabieler de uitgangsspanning van het IC zal zijn!

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-1: Het interne blokschema van een standaard schakeling met vaste positieve uitgangsspanning.



Figuur 3/14.4-2: Het schema van een eenvoudige stroomgestuurde en gecompenseerde zener-referentie.

Aan de spanningsreferentie worden drie belangrijke eisen gesteld:

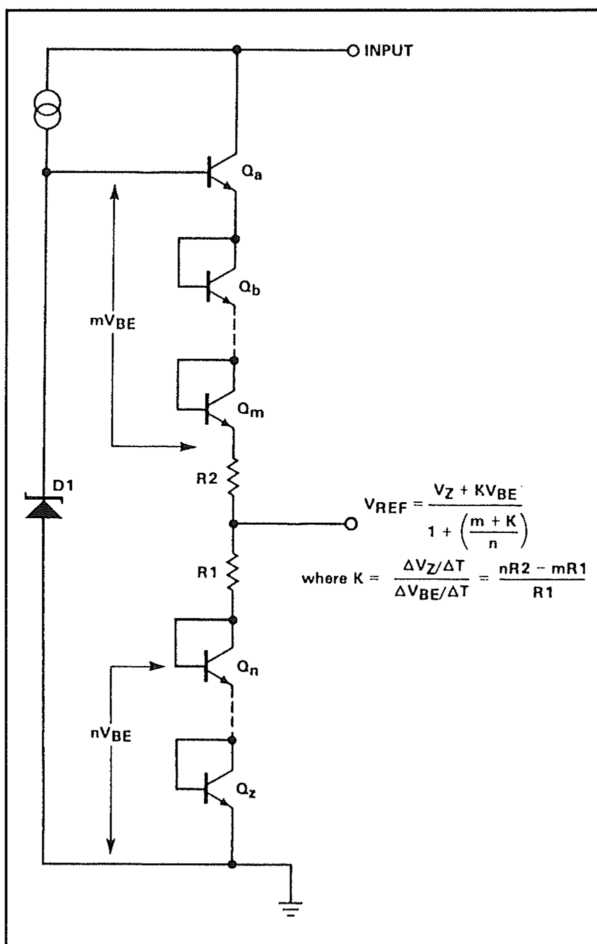
- de gegenereerde spanning moet stabiel zijn;
- de uitgangsspanning moet ruisvrij zijn;
- de temperatuurscoëfficiënt moet zo klein mogelijk zijn.

Er worden verschillende principes toegepast, waaronder de belangrijkste zijn:
- de stroomgestuurde gecompenseerde zener-referentie;
- de bandgap referentie.

In figuur 3/14.4-2 is een eenvoudige stroomgestuurde zener-referentie getekend. Deze schakeling wordt bijvoorbeeld toegepast in de bekende 723.
De stroom door de zenerdiode D1 wordt ingesteld met de weerstand R1. De temperatuurscoëfficiënt van de basis-emitter spanning van de transistor Q1 wordt be-

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator

paald door de collectorstroom die door deze transistor vloeit. Deze stroom wordt ingesteld met behulp van de stroombron I_1. Hoe lager deze stroom, hoe hoger te temperatuurscoëfficiënt van de basis-emitter spanning. Door het instellen van deze stroom op een bepaalde waarde kan men op deze heel eenvoudige manier de temperatuurscoëfficiënt van de zenerdiode compenseren. De uitgangsspanning van deze spanningsreferentie is gelijk aan de som van de zenerspanning en de basis-emitter spanning van Q1.



Figuur 3/14.4-3: Bij deze spanningsreferentie wordt de temperatuurscompensatie uitgevoerd door een aantal dioden.

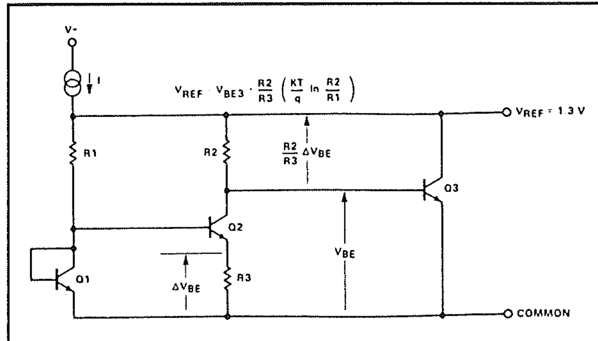
In figuur 3/14.4-3 is een andere schakeling getekend, waarbij de temperatuurscoëfficiënt van de zenerdiode wordt gecompenseerd door een aantal dioden.

De zenerdiode D1 wordt ingesteld door middel van een constante stroombron. De uitgangsspanning van de zenerdiode gaat naar een emittervolger Qa. In de emitter van deze transistor staat een aantal als diode geschakelde transistoren in serie. De uitgangsspanning wordt afgetakt op een tap van deze serieschakeling. De bovenste helft van deze kring bestaat uit m dioden, de onderste uit n dioden. De combinatie $m.V_{BE}$ + R2 heeft een positieve temperatuurscoëfficiënt, de combinatie $n.V_{BE}$ + R1 heeft een negatieve temperatuurscoëfficiënt. Het aftakpunt wordt nu zo gekozen dat deze twee coëfficiënten elkaar zo veel mogelijk compenseren.

Beide besproken schakelingen hebben hun voor- en nadelen. Het voordeel van de schakeling van figuur 3/14.4-2 is dat de uitgangsspanning gebufferd is via de emittervolger Q2. De spanningsreferentie kan dus flink wat stroom leveren zonder dat dit de waarde van de referentiespanning beïnvloedt.
Bovendien levert deze schakeling een vrij hoge spanning van rond de 7 V af.
De schakeling van figuur 3/14.4-3 heeft een kleinere temperatuurscoëfficiënt, maar heeft als nadeel dat de uitgangsimpedantie vrij hoog is. Een ander voordeel van deze schakeling is dat men, door het aftakpunt op een andere plaats te leggen en te stoeien met de waarde van m en n, de grootte van de referentiespanning kan aanpassen.

In figuur 3/14.4-4 is het standaard schema gegeven van een bandgap referentie.

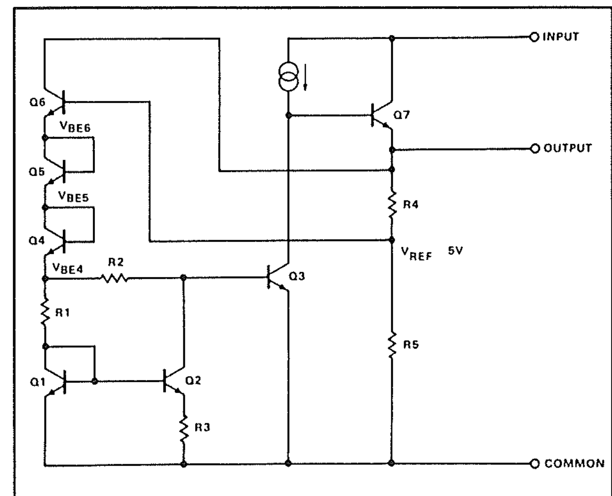
14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-4: Het standaard schema van een bandgap referentie.

Deze schakeling wordt bijvoorbeeld toegepast bij de IC's uit de 78xx, 78Lxx en 78Mxx reeksen. De schakeling werkt aan de hand van het fysische en te berekenen verband tussen de temperatuur van, de stroom door en de spanning over een basis-emitter junctie van een silicium transistor. De temperatuurscoëfficiënt van de uitgangsspanning wordt geminimaliseerd door de positieve temperatuurscoëfficiënt op het spanningsverschil tussen twee door verschillende stromen doorlopen basis-emitter juncties op te tellen bij de negatieve temperatuurscoëfficiënt van een derde basis-emitter junctie. Een stroombron I levert de constante stromen voor de transistoren Q1 en Q2. De stroomverhouding wordt echter zo ingesteld dat de stroom door Q1 veel groter is dan deze door Q2. Het verschil ΔV_{BE} tussen de twee basis-emitter spanningen ontstaat over de weerstand R3. Over de weerstand R2 valt een spanning, die afhankelijk is van de verhouding tussen de waarden van de weerstanden R2 en R3. De spanning over de weerstand R2 staat in serie met de basis-emitter spanning van de transistor Q3. Deze somspanning bepaalt de waarde van de referentiespanning.
De uitgangsspanning van deze schakeling is gelijk aan de basis-emitter spanning van de transistor Q3 plus een temperatuursafhankelijke factor, die zo bepaald wordt dat de temperatuurscoëfficiënt van de basis-emitter spanning wordt gecompenseerd. De kunst voor het minimaliseren van de temperatuurscoëfficiënt van deze schakeling is het exact berekenen van de verhouding tussen de drie weerstandswaarden!

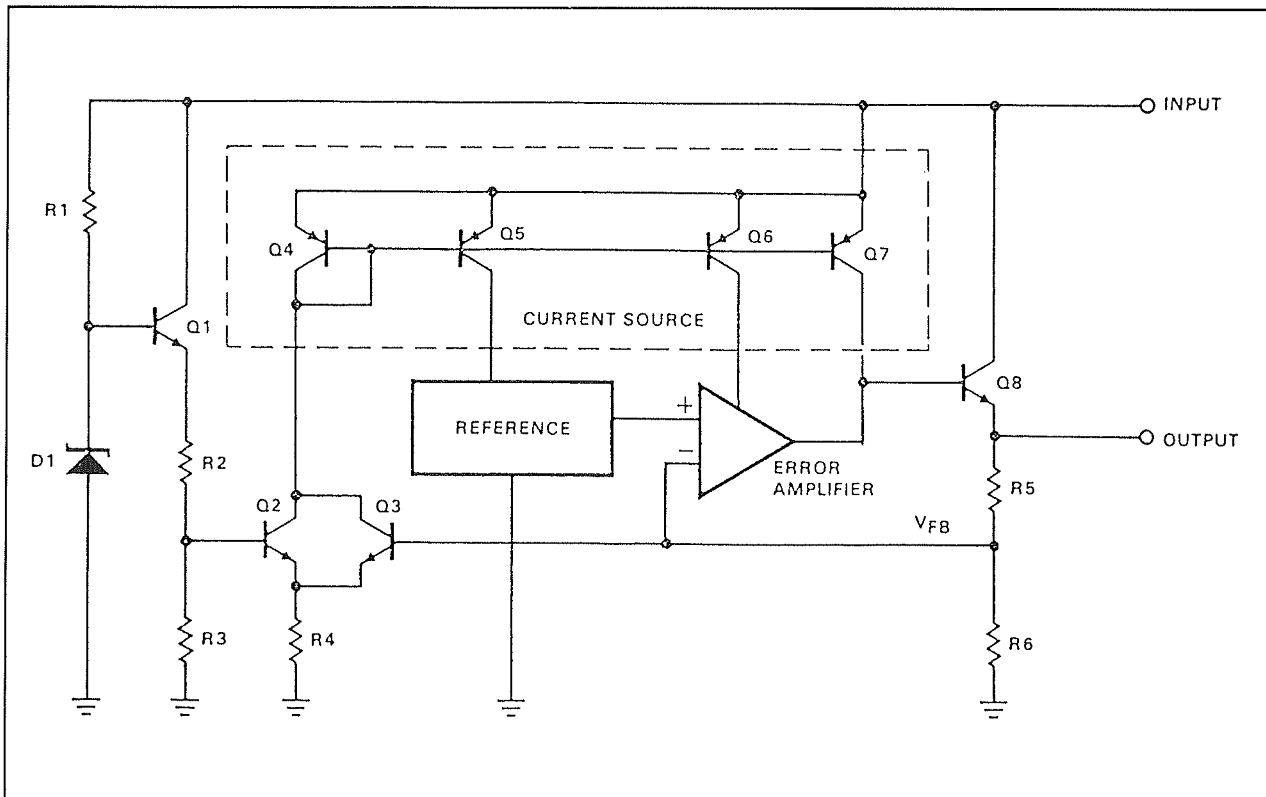
Het nadeel van de schakeling van figuur 3/14.4-4 is dat de uitgangsspanning vrij laag is, namelijk ongeveer 1,3 V. Heeft men behoefte aan een hogere referentiespanning, dan past men het schema van figuur 3/14.4-5 toe.



Figuur 3/14.4-5: Een bandgap referentie met een hogere uitgangsspanning.

De uitgangsspanning van de referentie wordt verhoogd door een aantal als diode geschakelde transistoren in serie te schakelen. De uitgangsspanning van deze schakeling is gelijk aan de som van de basis-emitter spanningen van de transistoren Q3, Q4, Q5 en Q6, waarbij nog de temperatuursafhankelijke factor komt die zorgt voor de minimalisering van de temperatuurscoëfficiënt.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-6: Het standaard schema van de toegepaste stroombron.

De constante stroombron

Geïntegreerde serie-stabilisatoren hebben een groot ingangsspanningsbereik. Een 7805 kan bijvoorbeeld gevoed worden met een ongestabiliseerde spanning tussen de +7 en de +24 V. Wil men uit een dergelijke fluctuerende spanning een stabiele referentie afleiden, dan is het noodzakelijk de referentie te voeden uit een constante stroombron.

Het typische schema van de stroombron met het noodzakelijke "start-up circuit" die in geïntegreerde serie-stabilisatoren wordt gebruikt is getekend in figuur 3/14.4-6.

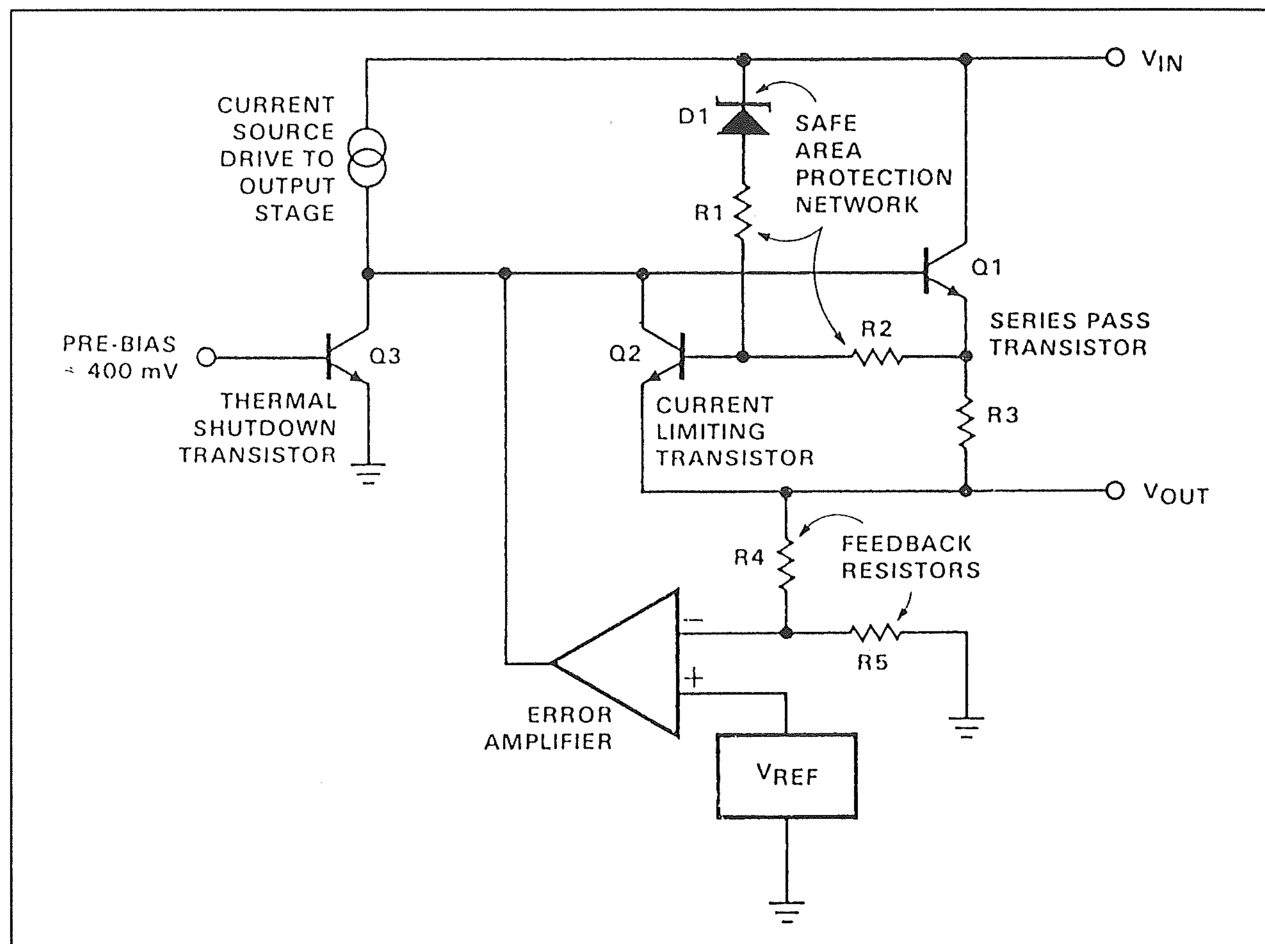
De schakeling levert drie constante stromen voor respectievelijk de referentiegenerator, de verschilversterker en de uitgangstrap. Deze stromen worden geleverd door de transistoren Q5, Q6 en Q7.

De instelling van deze trappen wordt verzorgd door de transistor Q4. Om het geheel zo stabiel mogelijk te maken is het de bedoeling dat deze laatste transistor ingesteld wordt uit de gestabiliseerde uitgangsspanning.

Maar dat is een probleem! Als de schakeling waarin het IC zit ingeschakeld wordt is er immers nog geen gestabiliseerde uitgangsspanning aanwezig! Om dit probleem te verhelpen wordt een hulpschakeling toegepast, opgebouwd rond de transistor Q1. Dit is een constante stroombron die gevoed wordt uit de ongestabiliseerde spanning.

Deze stroombron wordt ingesteld door middel van de weerstand R1 en de zenerdiode D1. Het gevolg is dat er onmiddellijk een stroom door deze transistor gaat lopen, die over de weerstanden R2 en R3 een spanning opbouwt.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-7: De interne beveiligingsschakelingen.

De stuurtransistor Q4 van de constante stroombronnen wordt nu ingesteld door de transistor Q2. Deze wordt op zijn beurt gestuurd door de spanning over R3. De drie stroombronnen Q5, Q6 en Q7 gaan nu stroom leveren, waardoor alle schakelingen in de stabilisator actief worden en de gestabiliseerde uitgangsspanning wordt opgebouwd. Op dat moment wordt de sturing van de stroombronnen overgenomen door de transistor Q3 en de weerstanden R5 en R6. Omdat de instelstroom van Q2 kleiner is dan deze van Q3 (een zaak van de juiste verhouding tussen de weerstanden R2, R3, R5 en R6) gaat Q2 nu sperren. Het "start-up"-netwerk schakelt zichzelf dus uit en de sturing van de constante stroombronnen wordt nu definitief overgenomen door Q4 en Q3, die op hun beurt sturing ontvangen vanuit de gestabiliseerde uitgangsspanning.

De beveiligingen

Het basisschema van de interne beveiligingsschakelingen is getekend in figuur 3/14.4-7.

Deze schakelingen hebben tot taak de interne elektronica van de seriestabilisator te beveiligen tegen:
- kortsluitingen;
- te grote spanningen tussen in- en uitgangen;
- te hoge temperaturen.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator

De beveiliging tegen kortsluiting komt tot stand door in de uitgang een stroomsensor weerstand R3 op te nemen. Als de stabilisator een te hoge uitgangsstroom levert ontstaat over deze weerstand een spanningsval die groter is dan 0,6 V. Het gevolg is dat de transistor Q2 in geleiding wordt gestuurd. Deze verbindt de basis van de uitgangstransistor Q1 met de emitter. Het gevolg is dat de sturing van deze halfgeleider wegvalt. De transistor verhoogt zijn inwendige weerstand en de uitgangsspanning wordt gereduceerd. Deze spanningsreductie heeft tot gevolg dat de uitgangsstroom wordt gestabiliseerd op een constante waarde en het IC nooit meer stroom kan leveren dan bepaald wordt door de waarde van de weerstand R3.

Een tweede beveiliging moet ervoor zorgen dat de serietransistor Q1 altijd in het veilige gebied van zijn karakteristiek blijft ingesteld. Dit noemt men de "SOA-protectie", afkorting van Safe Operation Area. Dit veilige gebied wordt begrensd door het maximale vermogen dat in de transistor gedissipeerd kan worden. Dat vermogen is uiteraard afhankelijk van de spanning over de transistor en van de stroom door de transistor. Dat product van spanning maal stroom mag een bepaalde waarde niet overschrijden. Dat zou toch kunnen als de stabilisator maximaal wordt belast en om de een of andere reden er te veel spanning tussen de in- en de uitgang komt te staan.
Deze beveiliging werkt door middel van de zenerdiode D1.
Onder normale omstandigheden is het spanningsverschil tussen de ingang en de uitgang zo klein dat deze diode spert. Neemt het spanningsverschil toe tot een ontoelaatbare waarde, dan gaat de zenerdiode geleiden. Er vloeit dan een stroom van de ingang naar de uitgang via de onderdelen D1, R1, R2 en R3. Het gevolg is dat over de serieschakeling van R2 en R3 een spanning ontstaat die de transistor Q2 in geleiding stuurt. Met als resultaat dat de basissturing van Q1 kleiner wordt. Deze halfgeleider gaat dus minder geleiden, zijn inwendige weerstand neemt toe en de stabilisator levert minder stroom. Een overschrijding van de maximale spanning tussen de in- en de uitgang heeft dus tot gevolg dat de stabilisator automatisch minder stroom gaat leveren! Het product spanning maal stroom wordt dus in feite op een maximale waarde begrensd en de serietransistor Q1 blijft steeds in zijn veilige zône ingesteld.

De beveiliging tegen oververhitting van de serietransistor Q1 werkt met de temperatuursensor Q3. Deze halfgeleider zit zo dicht mogelijk tegen Q1 op de chip en staat dus op een vrijwel identieke temperatuur. De basis van deze halfgeleider wordt ingesteld op een spanning van ongeveer 0,4 V. Onder normale omstandigheden is dat natuurlijk te weinig om de halfgeleider te laten geleiden. Maar de geleidingsspanning van een silicium transistor neemt af als de temperatuur stijgt. Als de chip dus te heet wordt zal bij een bepaalde temperatuur die 400 mV in staat zijn de transistor Q3 in geleiding te sturen. Het gevolg is, alweer, dan de basisspanning van de serietransistor naar de massa wordt getrokken, zodat de sturing afneemt, de inwendige weerstand toeneemt en de uitgangsspanning van de stabilisator daalt. Het gevolg is dat het IC minder stroom gaat leveren en daardoor het in het IC gedissipeerde vermogen daalt. Het IC koelt af en op een bepaald moment is de 400 mV basissturing niet

meer in staat de transistor Q3 in geleiding te houden. Deze transistor gaat weer sperren en het systeem hervat zijn werkzaamheden.

De drie besproken beveiligingen treft men in iedere geïntegreerde seriestabilisator aan. Dank zij deze drie vrij eenvoudige schakelingen zijn deze IC's zo goed als onverwoestbaar en zeer betrouwbare partners voor het voeden van schakelingen!

De verschilversterker

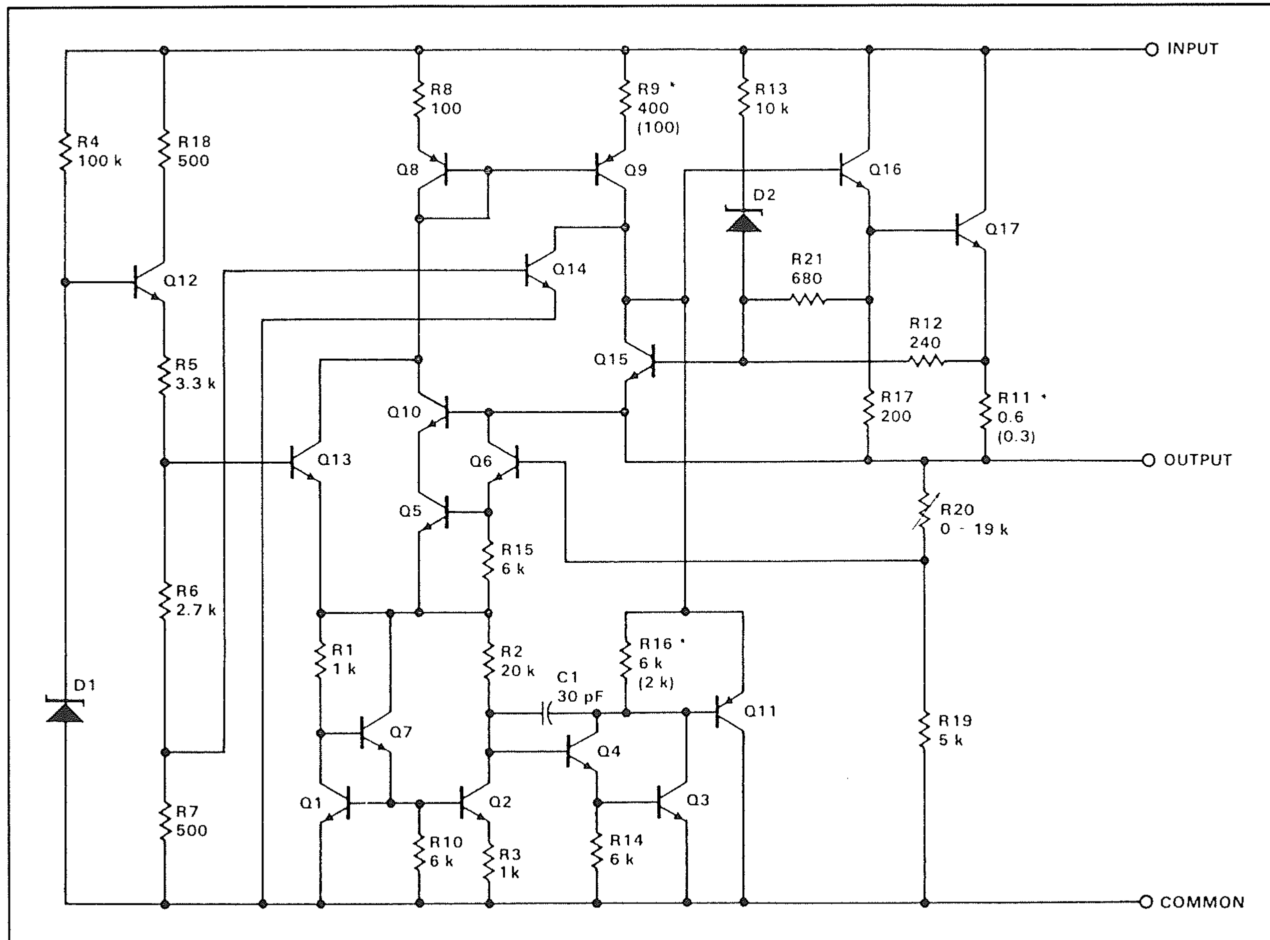
De verschilversterker vergelijkt een deel van de gestabiliseerde uitgangsspanning met de referentiespanning. Ook dat deel van de schakeling is getekend in figuur 3/14.4-7.
De twee weerstanden R4 en R5 zorgen voor het reduceren van de gestabiliseerde uitgangsspanning tot de waarde van de referentiespanning. Deze gereduceerde spanning wordt aangeboden aan de inverterende ingang van de verschilversterker. Dat is meestal een eenvoudige operationele versterker. De niet-inverterende ingang wordt met de uitgang van de spanningsreferentie verbonden. De uitgang van de verschilversterker stuurt de basis van de serietransistor Q1. De werking zal duidelijk zijn. De verschilversterker streeft naar gelijke spanningen op zijn twee ingangen. De uitgangsspanning van de versterker stuurt de basis van Q1 tot aan deze voorwaarde is voldaan. Op deze wel heel eenvoudige manier wordt de uitgangsspanning van de stabilisator constant gehouden.

De volledige interne schakeling

In figuur 3/14.4-8 is het volledig uitgewerkte interne schema getekend van een 78xx stabilisator. Aan de hand van de besproken deelschakelingen zal men dit schema met enige moeite wel kunnen doorgronden. Het probleem is namelijk dat men er bij de praktische vertaling van het blokschema in is geslaagd diverse, afzonderlijk besproken onderdelen, te combineren. Hierdoor neemt de overzichtelijkheid van het totale schema af.

De schakeling rond de transistoren Q1 en Q7 vormt de temperatuurgecompenseerde referentiebron. Deze levert een spanning af van 5 V. De darlingtontrap rond de transistoren Q4 en Q3 vormt een deel van de verschilversterker. De transistoren Q8 en Q9 zijn twee stroombronnen die respectievelijk de referentie en de verschilversterker voeden.
De stroom door deze bronnen wordt ingesteld met de weerstand R1. Het "startup"-netwerkje bestaat uit de transistoren Q12 en Q13, de zenerdiode D1 en de weerstanden R4, R5, R6 en R7. Nadat de uitgangsspanning zich heeft opgebouwd wordt de taak van de transistor Q13 overgenomen door Q5 en Q10, die de instelling van de stroombronnen verzorgen.
Transistor Q14 verzorgt de bescherming tegen oververhitting. De basis-emitter spanning van deze halfgeleider ontstaat over de weerstand R7 van het "start-up"-circuit.
Dat is bijvoorbeeld een van die gecombineerde onderdelen, die dus zowel een rol vervult bij het opstarten van de schakeling als bij de thermische beveiliging! De weerstandswaarde is zo gekozen dat transistor Q14 bij een chip-temperatuur van 175 °C in geleiding wordt gestuurd. Het serie-element is opgebouwd uit de transistoren Q16 en Q17. Duidelijk is te zien hoe de basis van deze darlington naar de massa wordt getrokken als transistor Q14 gaat geleiden!

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-8: Het volledig uitgewerkte schema van een 78xx.

De beveiliging tegen te hoge stroom is opgebouwd rond de stroomsensor R11. Deze stuurt de transistor Q15 in geleiding als het IC wordt overbelast en deze halfgeleider stuurt weer de basis van de uitgangs-darlington Q16/Q17.

De beveiliging tegen overschrijding van de SOA bestaat uit de zenerdiode D2 en de weerstanden R11, R12 en R13. Deze kring stuurt de basis van transistor Q15 in geleiding als het veilige werkingsgebied wordt overschreden, waardoor de basissturing voor de uitgangsdarlington Q16/Q17 weg valt.

De verschilversterker bestaat enerzijds uit de transistoren Q3 en Q4 en anderzijds uit de schakeling rond transistor Q6. De basis van deze laatste halfgeleider wordt gestuurd vanuit de spanningsdeler R19/R20. Door het met een laser afregelen van R20 wordt de uitgangsspanning van het IC binnen de gewenste tolerantie ingesteld. Transistor Q11 vormt de uitgangsversterker van de verschiltrap, die rechtstreeks de basis van de uitgangsdarlington Q16/Q17 stuurt.

Standaard schakelingen

Inleiding

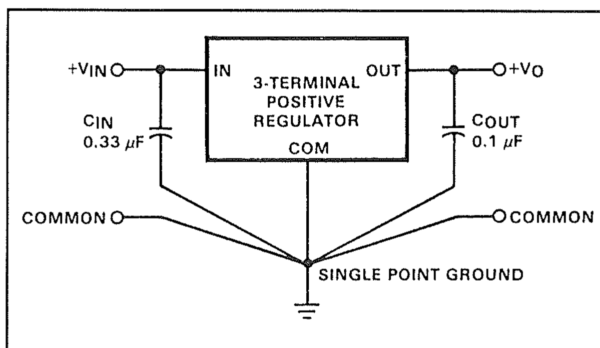
In dit subhoofdstuk worden de standaard schakelingen met geïntegreerde serie-

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator

stabilisatoren met vaste uitgangsspanning besproken. Het gaat dus over toepassingen van de bekende driepootjes van de 78xx en 79xx series. Men zou geneigd zijn te denken dat daarover niet erg veel te schrijven valt. Niets is echter minder waar! Hoewel deze stabilisatoren vrijwel probleemloos toe te passen zijn, moet men toch op een aantal zaken erg goed letten!

De basis

De basis van iedere toepassing is geschetst in figuur 3/14.4-9. De ingangspen wordt verbonden met de ongestabiliseerde voedingsspanning, de massa-aansluiting gaat naar de massa, op de uitgangspen staat de gestabiliseerde spanning ter beschikking. Dit geldt zowel voor positieve als voor negatieve stabilisatoren.



Figuur 3/14.4-9: De meest fundamentele schakeling met een driepoot stabilisator.

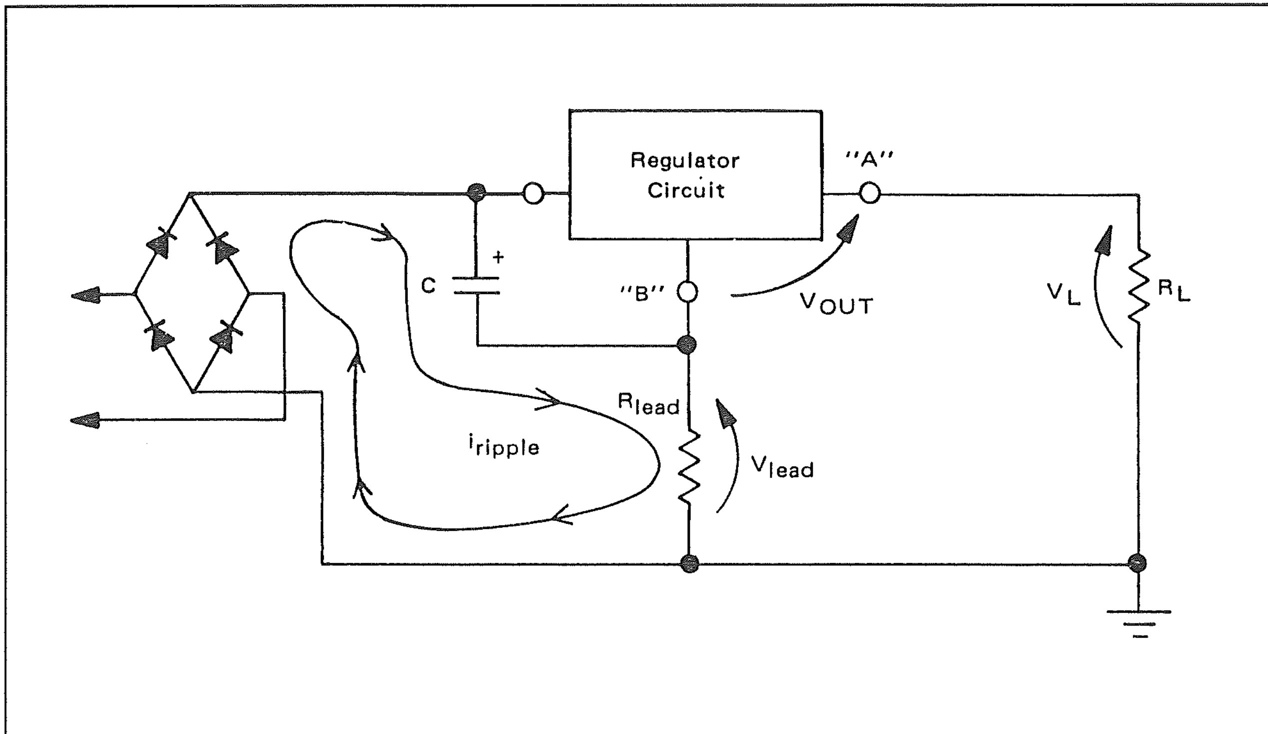
Condensatoren nooit vergeten!

Het eerste punt waarop men moet letten is dat tussen de ingangspen en de massa en tussen de uitgangspen en de massa condensatoren opgenomen moeten worden. Deze zijn zeer zeker noodzakelijk als de serie-stabilisator ver van de voedingselco verwijderd is, bijvoorbeeld in een decentraal systeem waarbij een aantal printen uit een centrale ongestabiliseerde voeding van spanning wordt voorzien. Vergeet men deze condensatoren op te nemen, dan bestaat er kans op oscillaties op de gestabiliseerde voedingsspanning. De condensatoren moeten zo dicht mogelijk bij de pennen van het IC worden gemonteerd.

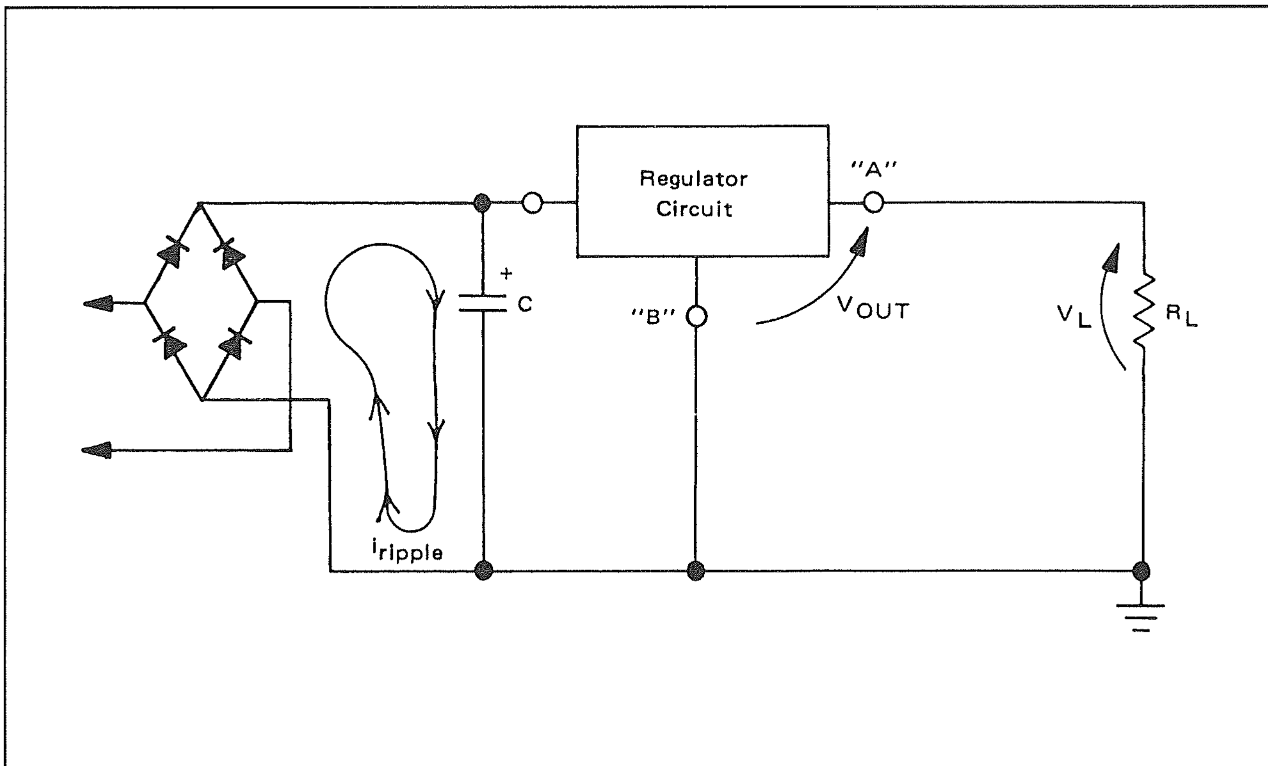
Massa-lussen

Het tweede zeer belangrijke punt waarop men bij het ontwerpen van een print moet letten is wat in figuur 3/14.4-9 "single point ground" is genoemd. Daarmee wordt bedoeld dat alle punten die met de massa verbonden moeten worden via afzonderlijke printsporen naar één centraal massapunt moeten gaan. Er mag dus geen massa-lus gevormd worden.
Het waarom daarvan volgt uit figuur 3/14.4-10. In deze figuur is een voedingsschakeling getekend, waarbij de negatieve pool van de afvlakcondensator C rechtstreeks verbonden is met de massapen van de stabilisator. Deze twee punten gaan via een gezamenlijk printspoor naar de massa. Het gevolg is dat dit printspoor wordt doorlopen door de vrij grote rimpelstroom die door de afvlakcondensator loopt.
Deze stroom heeft een frequentie van 100 Hz en deze zorgt er voor dat over de afvlakcondensator een goed afgevlakte gelijkspanning staat. De gelijkrichtbrug levert immers een signaal dat uit een gelijkspanningsdeel en uit een wisselspanningsdeel bestaat. Het is de taak van de afvlakcondensator om dit wisselspanningsdeel te verwijderen.
De condensator heeft voor dit wisselspanningssignaal een bepaalde impedantie. Dus vloeit er een wisselspanning door de condensator, die via de gemeenschappelijke printbaan naar de massa wordt afgevoerd.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-10: Een foutief printontwerp, waarbij de massapen van de stabilisator niet stroomloos naar de massa gaat.



Figuur 3/14.4-11: De juiste manier om afvlakelco en stabilisator met de systeemmassa te verbinden.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator

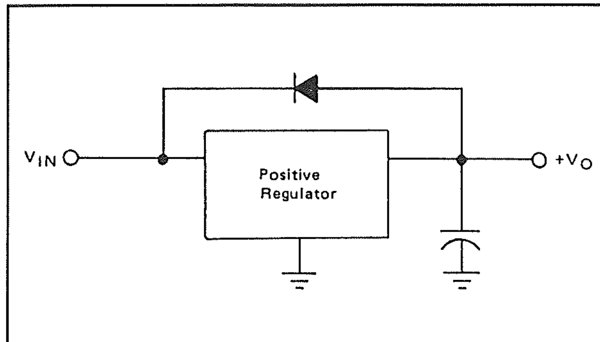
Die printbaan heeft echter een bepaalde weerstand, die in de figuur is voorgesteld door R_{LEAD}. Deze weerstand is uiteraard zeer klein, maar niet verwaarloosbaar! De rimpelstroom wekt over deze kleine weerstand een bepaalde spanning V_{LEAD} op. Uit het schema blijkt nu duidelijk dat deze spanning staat tussen de massa van de schakeling en de massa-aansluiting van de stabilisator. Het gevolg is nu dat de massapen als het ware zweeft ten opzichte van de systeemmassa en dat er dus geen goed referentiepunt bestaat. Het resultaat is dat een deel of soms zelfs een veelvoud van de spanning V_{LEAD} op de uitgangsspanning van de stabilisator terug te vinden zal zijn! De uitstekende rimpelonderdrukking van het IC wordt hier dus door een onzorgvuldig printontwerp te niet gedaan!

Hoe het wél moet is getekend in figuur 3/14.4-11. Hier gaan de negatieve pool van de afvlakelco en de massapen van de stabilisator via eigen printspoortjes naar de centrale massa. Het gevolg is dat punt B nu stroomloos naar de massa geschakeld is en dat er geen spanningsval ontstaat over de soortelijke weerstand van het printspoortje. De stabilisator heeft nu een uitstekend referentiepunt en de uitgangsspanning zal minimale rimpel vertonen.

Bescherming tegen ompolen van het IC
Iets wat niet erg bekend is, is het feit dat een serie-stabilisator in een omstandigheid terecht kan komen, waarbij de ingangsspanning lager wordt dan de uitgangsspanning. Deze tegenspanning staat volledig over de emitter-collector junctie van de serietransistor. Als deze spanning te groot wordt kan de serietransistor doorslaan.
Zo'n verschijnsel kan optreden als de totale capaciteit van de condensatoren die tussen de massa en de gestabiliseerde uitgangsspanning zijn geschakeld, groter is dan de capaciteit van de afvlakcondensator. Nu lijkt dit een erg onwaarschijnlijke zaak. Maar vergeet echter niet dat er ook veel "verborgen" capaciteiten bestaan! Als er bijvoorbeeld in de schakeling die door de stabilisator gevoed wordt een aantal timers zit, die zijn ingesteld op zeer lange tijden, dan zullen deze timers werken met zeer grote timing-condensatoren. Deze zijn bij de meeste schakelingen in serie met een weerstand tussen de voedingsspanning en de massa opgenomen. Bovendien is het een goed gebruik om bij storingsgevoelige IC's een condensator tussen de voedingspen en de massapen op te nemen. Daarnaast zijn er nog ontkoppelcondensatoren, ruisonderdrukkingscondensatoren over zenerdioden, etc. Alles bij elkaar kan de totale capaciteit die de uitgang van de stabilisator ziet oplopen tot een paar duizend µF. Als nu de afvlakcondensator kleiner is dan deze totale uitgangscapaciteit en met zet het apparaat uit, dan kan het gebeuren dat de afvlakcondensator veel sneller ontlaadt dan alle secundaire capaciteiten. Het gevolg is dat de ingangsspanning van de stabilisator lager wordt dan de uitgangsspanning, met kans op doorslag in het IC.

Een andere mogelijke oorzaak van ompoling over het IC is een systeem, waarbij verschillende printen, ieder met hun eigen stabilisator, gevoed worden uit een centrale afvlakelco. Bij het uitschakelen van het systeem zal de afvlakelco snel ontladen worden, terwijl een print die maar weinig stroom verbruikt zichzelf via de secundaire capaciteiten lang op spanning houdt.
De stabilisator van deze print loopt dan grote kans omgepoold te worden.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator

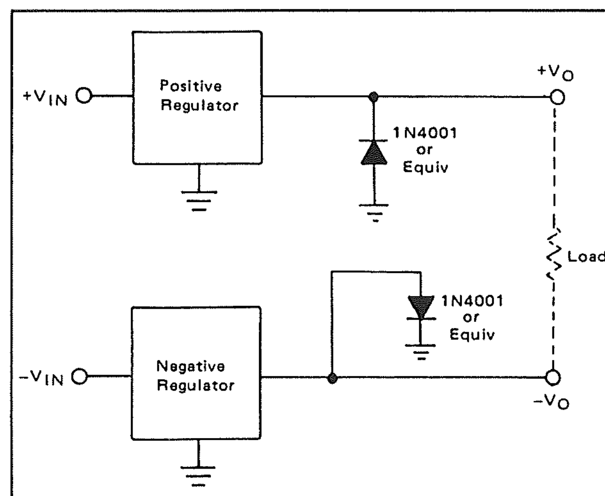


Figuur 3/14.4-12: Een diode over de serie-stabilisator voorkomt alle eventuele ompool problemen.

Er bestaat gelukkig een heel erg eenvoudige remedie tegen de kans op ompoling van de stabilisator.
Zoals in figuur 3/14.4-12 geschetst is, volstaat het een diode aan te brengen over de stabilisator. Zolang de ingangsspanning hoger is dan de uitgangsspanning spert de diode. Komt de schakeling echter door omstandigheden in een toestand waarbij de uitgangsspanning van de stabilisator groter wordt dan de ingangsspanning, dan gaat de diode geleiden en wordt de stabilisator in feite kortgesloten. De ingangsspanning kan dan hoogstens 0,6 V negatiever zijn dan de uitgang, iets waar geen enkele serie-stabilisator problemen mee zal hebben! Als men een stabilisator met een negatieve uitgangsspanning gebruikt moet men de diode uiteraard ompolen!

Bescherming tegen ompolen van de uitgang

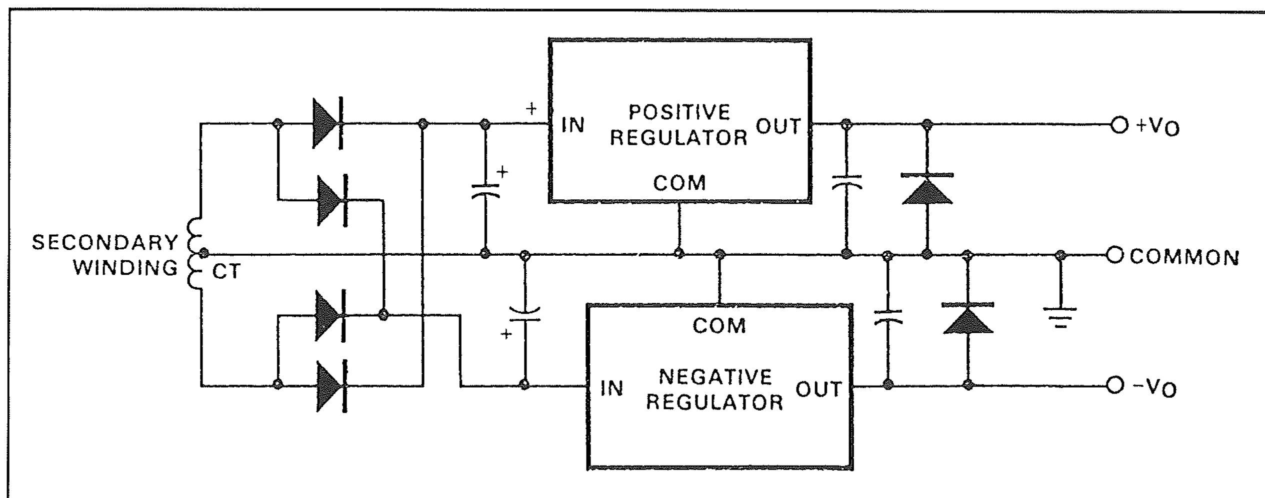
In vele schakelingen werkt men met symmetrische voedingen. Men gebruikt dan bijvoorbeeld een 7812 voor het opwekken van de +12 V voeding en een 7912 voor het genereren van de voedingsspanning van -12 V. In dergelijke gevallen is men geneigd om te denken dat de voeding door twee afzonderlijke belastingen belast wordt.
Eentje staat tussen de +12 V en de massa en belast de positieve stabilisator, de andere staat tussen de massa en de -12 V en belast de negatieve stabilisator. Maar deze twee belastingen staan ook in serie tussen de +12 V en de -12 V!
Als nu bijvoorbeeld de +12 V stabilisator belast wordt met +1 A en de -12 V stabilisator belast wordt met slechts -50 mA zal, bij uitschakelen van het systeem, de positieve spanning veel sneller wegvallen dan de negatieve.
Het kan dan gebeuren dat de uitgang van de positieve stabilisator even negatief wordt. De interne schakelingen van het IC vinden dat niet zo leuk!



Figuur 3/14.4-13: Twee dioden beschermen de stabilisatoren in een symmetrische voeding tegen het ompolen van de uitgangen.

Om dit gevaar te bezweren volstaat het, zie figuur 3/14.4-13, om twee silicium vermogensdioden over de twee uitgangen te schakelen. Als het systeem in werking is sperren de dioden.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-14: Basisschakeling voor een symmetrische voeding met serie-stabilisatoren.

Als de schakeling echter een van de stabilisatoren zou willen ompolen op de uitgang, dan zal de diode over die stabilisator gaan geleiden. Er ontstaat dan een kortsluitpad voor de omgepoolde spanning, met als gevolg dat alle opgeladen elco's die deze spanning genereren onmiddellijk ontladen.

Schakelingen voor symmetrische voeding

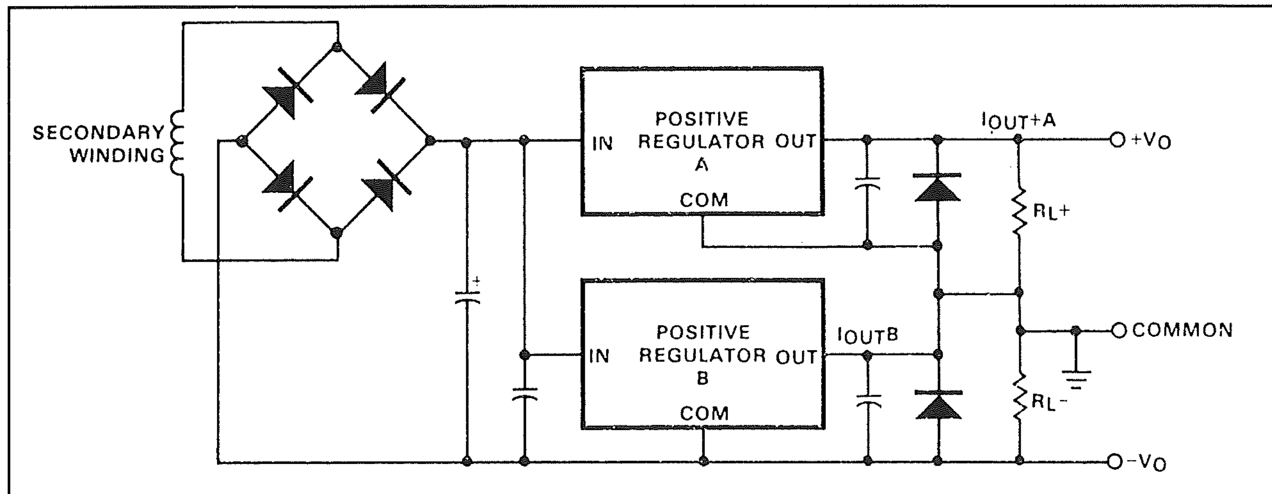
De basisschakeling van een symmetrische voeding met serie-stabilisatoren is getekend in figuur 3/14.4-14.

De trafo heeft twee secundaire wikkelingen die in serie worden geschakeld. De middenaftakking is de massa van de schakeling.
Door middel van vier dioden en twee afvlakcondensatoren worden de twee ongestabiliseerde spanningen opgewekt. Nadien volgen de twee stabilisatoren, waarvan de massa-aansluitingen rechtstreeks naar de massa gaan. Let op de twee uitgangsdioden die het ompolen van de uitgangsspanningen verhinderen en de twee kleine condensatoren tussen de uitgangen van de stabilisatoren en de massa.

Heeft men een trafo met slechts één secundaire wikkeling, dan kan men het schema van figuur 3/14.4-15 toepassen.

De secundaire spanning wordt gelijkgericht met een brug en afgevlakt met één condensator.
De negatieve pool van de condensator gaat nu echter niet naar de massa van de schakeling!
Beide aansluitingen van dit onderdelen zweven. Er worden nu twee identieke positieve spanningsstabilisatoren toegepast. De COM van de bovenste wordt verbonden met de massa van het systeem. Hetzelfde geldt voor de UITGANG van de onderste.
De COM van deze stabilisator vormt de negatieve uitgangsspanning van de symmetrische voeding. Bij deze schakeling moet men er op letten dat de koellip van de onderste stabilisator nu niet op massapotentiaal staat. Men kan dus niet zonder isolerende maatregelen beide stabilisatoren op één gemeenschappelijke koelplaat monteren.
Maar, afgezien van dit kleine nadeel, voldoet deze schakeling even goed als deze van figuur 3/14.4-14.

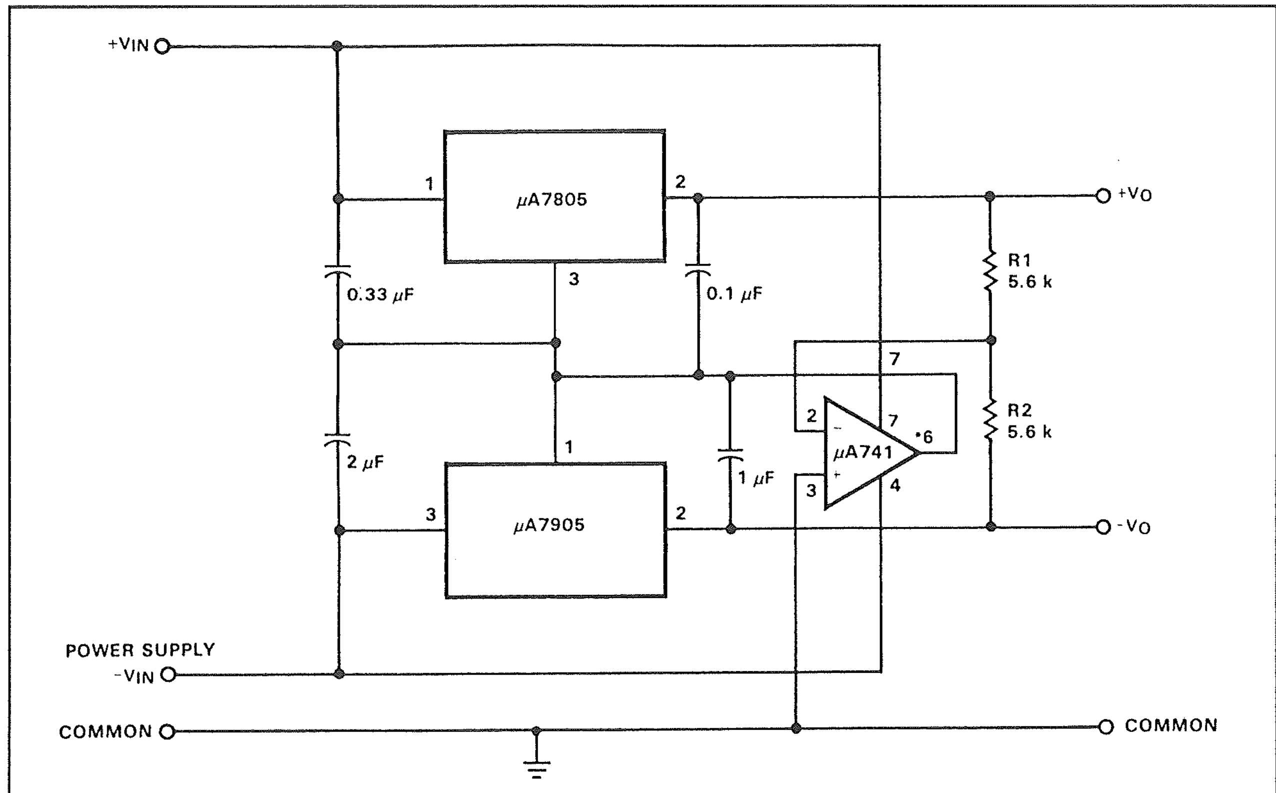
14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-15: Een symmetrische voeding met een trafo met slechts één secundaire wikkeling.

Figuur 3/14.4-16: Een schema van een symmetrische voeding met twee volledig van elkaar gescheiden trafo-wikkelingen.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-17: Een symmetrische voeding, waarvan de twee uitgangsspanningen in absolute waarde heel nauwkeurig aan elkaar gelijk zijn.

Een positieve serie-stabilisator kan, dan bleek reeds uit figuur 3/14.4-15, ook ingezet worden voor het genereren van negatieve spanningen. Een tweede voorbeeld van deze techniek is getekend in figuur 3/14.4-16. Hier worden de twee symmetrische voedingen gegenereerd door twee volledig onafhankelijke schakelingen, die alleen aan de uitgang een massapunt gemeenschappelijk hebben.
Basis van deze voeding is een trafo met twee gescheiden secundaire wikkelingen. De secundaire spanningen worden met twee bruggen gelijkgericht en met twee elco's afgevlakt. Nadien volgen de twee stabilisatoren. De massa-aansluiting van de bovenste ligt aan de systeemmassa, de massa-aansluiting van de onderste levert weer de negatieve uitgangsspanning. Ook nu geldt dat de twee IC's niet zonder isolatie op één koelplaat bevestigd kunnen worden.

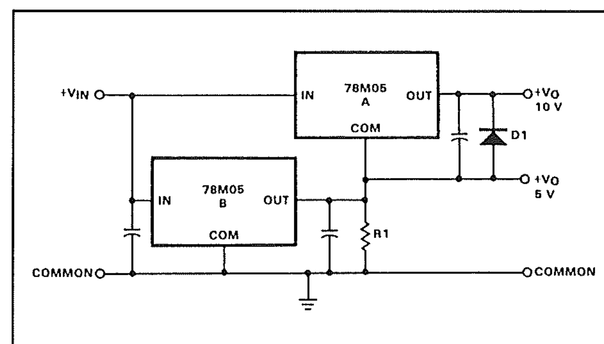
Geïntegreerde serie-stabilisatoren hebben een bepaalde spreiding op hun uitgangsspanningen. Zo wordt de uitgangsspanning van een 7812 gespecificeerd als liggende tussen +11,4 V en +12,6 V. Dezelfde toleranties gelden voor negatieve stabilisatoren. Als men dus een symmetrische voeding ontwerpt met een 7812 en een 7912 kan het, in het ongunstigste geval, voorkomen dat er een spanningsverschil van 1,2 V ontstaat tussen beide uitgangsspanningen. Nu zijn er echter kritische schakelingen die vereisen dat de beide voedingsspanningen heel precies aan elkaar gelijk zijn. Men zou dan 7812'en en 7912'en kunnen gaan selecteren op spanningsgelijkheid, maar dat is

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator

een vervelende en moeizame klus. Veel beter kan men dan gebruik maken van het schema van figuur 3/14.4-17. Hierbij wordt een operationele versterker ingezet voor het besturen van de twee stabilisatoren. Deze sturing zorgt ervoor dat beide uitgangsspanningen aan elkaar gelijk worden. De niet-inverterende ingang van de operationele versterker ligt aan de massa. De inverterende ingang wordt verbonden met het knooppunt van de weerstanden R1 en R2. Deze moeten precies aan elkaar gelijk zijn, het is dus noodzakelijk daarvoor 1 % weerstanden in te zetten. De operationele versterker werkt als vergelijker en zal streven naar spanningsgelijkheid op beide ingangen. Omdat de niet-inverterende ingang aan de massa ligt zal de schakeling er naar streven ook de spanning op de inverterende ingang gelijk te maken aan 0 V. Het zal duidelijk zijn dat dit alleen het geval is als de twee uitgangsspanningen in absolute waarde precies aan elkaar gelijk zijn! Dan valt er immers over R1 en R2 even veel spanning en staat hun knooppunt op 0 V. Bij spanningsgelijkheid staat ook de uitgang van de operationele versterker op 0 V. De twee massa-aansluitingen van de stabilisatoren liggen dan ook op 0 V. Als echter de twee schakelingen niet gelijke spanningen genereren, dan zou in eerste instantie het knooppunt van de twee weerstanden op een van 0 V afwijkende spanning komen te staan. Het gevolg is dat de uitgang van de operationele versterker positief of negatief wordt. De massa-referenties van de stabilisatoren gaan dan zweven, met als gevolg dat de ene meer stroom naar de uitgang van de operationele versterker afvoert en de andere minder. Het resultaat van deze actie is dat de uitgangsspanningen zich aan elkaar aanpassen en er volmaakte symmetrie op de uitgang ontstaat.

Twee positieve uitgangsspanningen

Vaak komt het voor dat men twee verschillende positieve voedingspanningen in een schakeling nodig heeft, bijvoorbeeld +5 V voor het voeden van een aantal TTL-IC's en +10 V voor het voeden van enige operationele versterkers. Men kan dan natuurlijk de voeding samenstellen met een 7805 en een 7810. Maar in de industrie streeft men zoveel mogelijk naar standaardisatie. Het is nu eenmaal goedkoper om in een schakeling twee identieke onderdelen te gebruiken dan twee verschillende! Dat probleem kan opgelost worden door de schakeling van figuur 3/14.4-18 toe te passen.



Figuur 3/14.4-18: Het genereren van twee verschillende positieve spanningen met twee identieke serie-stabilisatoren.

De onderste 78M05 is standaard geschakeld. De massapen gaat naar de systeemmassa, de uitgang levert +5 V. De massapen van de bovenste is echter verbonden met de +5 V uitgang. De schakeling beschouwt dit punt als referentie en wekt dus een spanning van +5 V op ten opzichte van deze referentie. Maar ten opzichte van de eigenlijke systeemmassa staat de uitgang van de bovenste stabilisator op een spanning van +10 V. De weerstand R1 is noodzakelijk om een stroompad te creëren voor de massa-aansluiting van de bo-

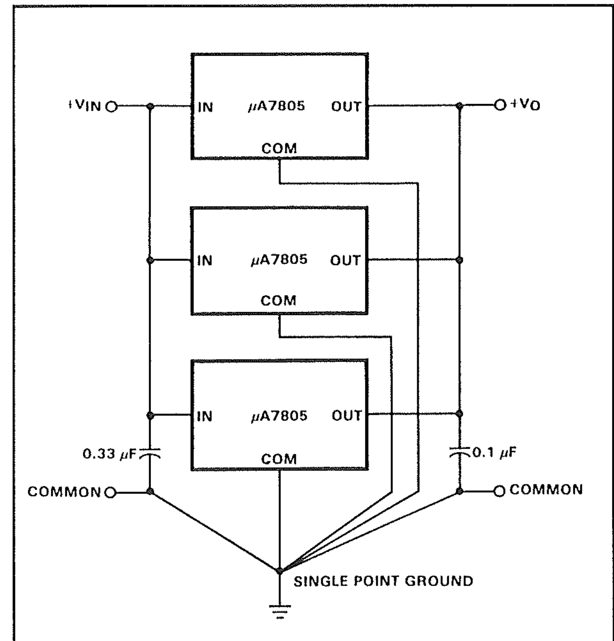
14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator

venste stabilisator. Deze weerstand kan worden weggelaten als men er zeker van is dat het stroomverbruik van de +5 V uitgang veel en veel groter is dan de stroom die uit de massa-aansluiting van de bovenste stabilisator vloeit.

Het vergroten van de uitgangsstroom

Inleiding
Hoewel er tegenwoordig geïntegreerde serie-stabilisatoren bestaan die 5 A kunnen leveren, kan het toch nog voorkomen dat de schakeling meer stroom vraagt dan de stabilisator kan leveren. Het komt er dan op aan de uitstekende eigenschappen van de schakeling te behouden, maar extra onderdelen toe te voegen die de stroomcapaciteit vergroten. Daarvoor bestaan verschillende systemen, die in de volgende paragraafjes in het kort worden besproken. Als basis wordt een stabilisator met positieve uitgangsspanning en een eigen stroomcapaciteit van 1 A genomen. Het zal duidelijk zijn dat dezelfde principes ook toe te passen zijn op negatieve soortgenoten. Als laatste voorbeeld wordt één negatieve schakeling behandeld.

Parallel schakelen
In figuur 3/14.4-19 wordt een zeer eenvoudige manier voorgesteld. Men kan ***in principe*** een aantal ***identieke*** stabilisatoren parallel schakelen! Maar niet voor niets staan de woorden "in principe" en "identieke" vet gedrukt!
De stabilisatoren moeten echt identiek zijn, hetgeen wil zeggen dat hun uitgangsspanningen echt helemaal aan elkaar gelijk moeten zijn.

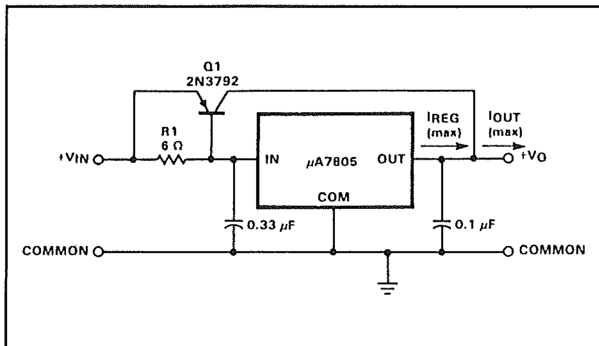


Figuur 3/14.4-19: Het parallel schakelen van identieke stabilisatoren voor het vergroten van de stroomcapaciteit.

Is niet aan deze voorwaarde voldaan, dan zal de totale voedingsstroom zich niet gelijk over de stabilisatoren verdelen, waardoor de ene veel meer stroom gaat leveren dan de andere. De stabilisatoren met de hoogste uitgangsspanning worden dan het zwaarst belast, de stabilisatoren die iets minder spanning hebben leveren nauwelijks stroom. Nu zal het systeem zélf wel een beetje de stromen verdelen. Wordt immers een van de stabilisatoren die van nature een hoge uitgangsspanning levert te veel belast, dan zal de ingebouwde beveiliging ervoor zorgen dat de uitgangsspanning daalt. Op deze manier krijgt men toch een min of meer evenredige stroomverdeling, maar ideaal is deze schakeling zeer zeker niet te noemen.

Extra transistor aanbrengen
In figuur 3/14.4-20 is een schakeling getekend, waarbij men, door het aanbren-

gen van een externe serietransistor, de stroomcapaciteit van een serie-stabilisator probleemloos kan opvoeren.



Figuur 3/14.4-20: Het verhogen van de stroomcapaciteit door het aanbrengen van een externe serietransistor.

De weerstand R1 bepaalt het moment waarop de externe transistor Q1 in geleiding wordt gestuurd en gaat deelnemen aan de levering van uitgangsstroom. Men kan dus deze weerstand zo berekenen dat, zolang de schakeling niet meer stroom moet leveren dan deze die de stabilisator aan kan, de externe transistor werkloos blijft.

De formules voor het berekenen van deze weerstand en de maximaal te leveren stroom staan vermeld in figuur 3/14.4-21.

$$R1 = \frac{V_{BE1}}{I_{REG(max)} - \dfrac{I_{OUT(max)}}{\beta_{Q1(min)}}}$$

$$I_{OUT(max)} = \beta_{Q1}\left[I_{REG(max)} - \frac{V_{BE1}}{R1}\right]$$

Figuur 3/14.4-21: De formules voor het berekenen van de maximale stroom en de waarde van de weerstand R1.

In deze formules zijn:

- V_{BE1} de basis-emitter spanning van de transistor Q1;
- $I_{REG(MAX)}$ de maximale uitgangsstroom van de stabilisator;
- $I_{OUT(max)}$ de gevraagde maximale stroom van de voeding;
- β_{Q1} de stroomversterkingsfactor van de transistor Q1.

Kortsluitvast maken

Het nadeel van de beschreven schakeling is dat deze niet kortsluitvast is. Niet erg voor inbouwvoedingen, maar onacceptabel voor een experimenteervoeding. Maar ook daar is natuurlijk iets aan te doen.

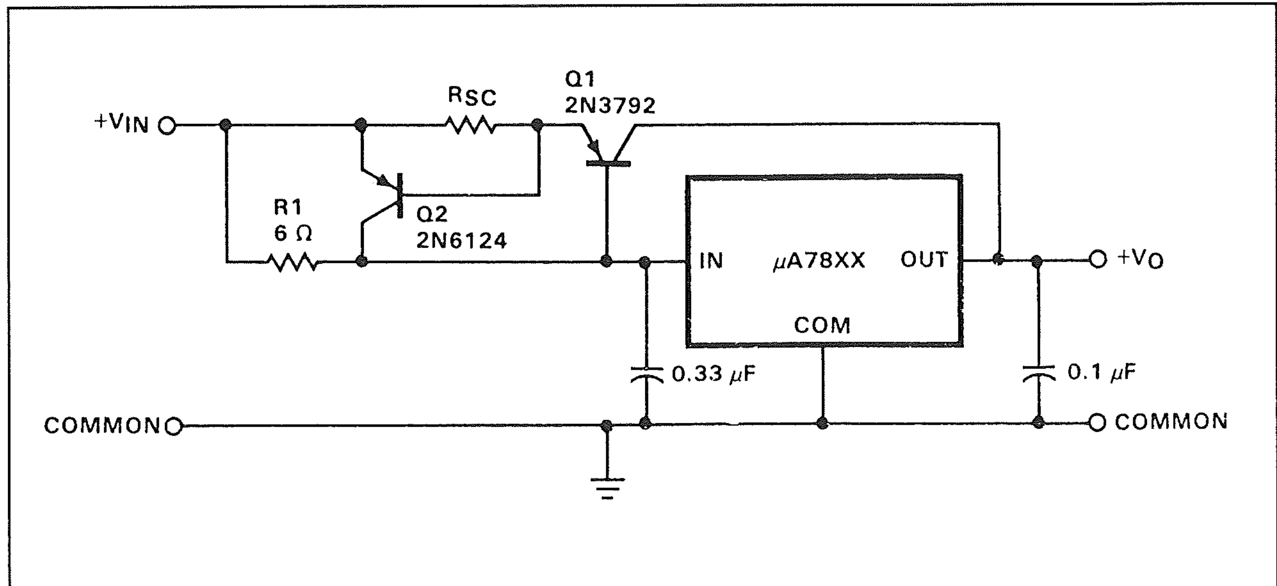
Het schema van figuur 3/14.4-22 is uitgebreid met een extra transistor Q2, die op de bekende manier ervoor zorgt dat de uitgangsstroom een berekende waarde nooit kan overschrijden.

De weerstand R_{SC} is de stroomsensor en zijn waarde wordt berekend door de basis-emitter spanning van Q2 te delen door de maximaal toelaatbare uitgangsstroom. Als de stroom onder deze waarde ligt, zal de transistor Q2 niet geleiden.

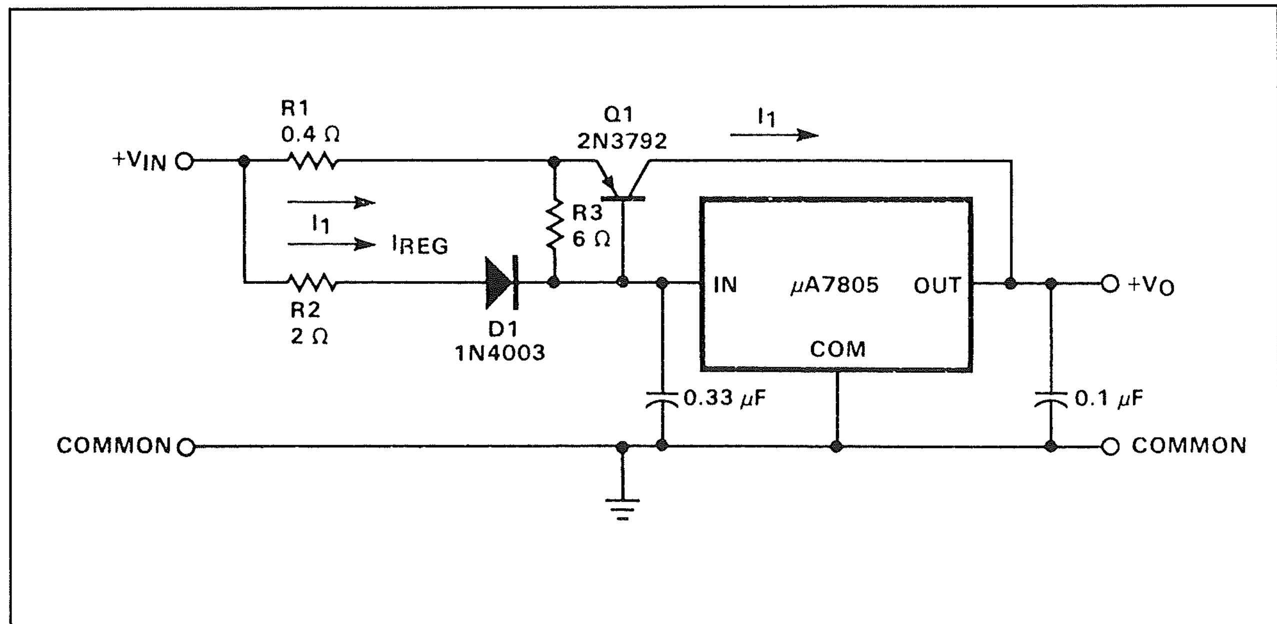
Het schema is dan gelijk aan dat van figuur 3/14.4-20. Neemt de uitgangsstroom toe, dan zal de spanningsval over R_{SC} de transistor Q2 in geleiding sturen. Het gevolg is dat de weerstand R1 wordt kortgesloten en de basis-emitter spanning van transistor Q1 weg valt.

Deze halfgeleider gaat sperren. De stabilisator moet nu alleen de grote stroom leveren. Maar ook deze schakeling heeft een interne stroombegrenzing, zodat de uitgangsspanning van de voeding in elkaar stort tot de geleverde stroom gelijk is aan de met R_{SC} ingestelde maximale waarde.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-22: Dezelfde schakeling, maar nu met stroombegrenzing.



Figuur 3/14.4-23: Een alternatieve kortsluitbeveiliging.

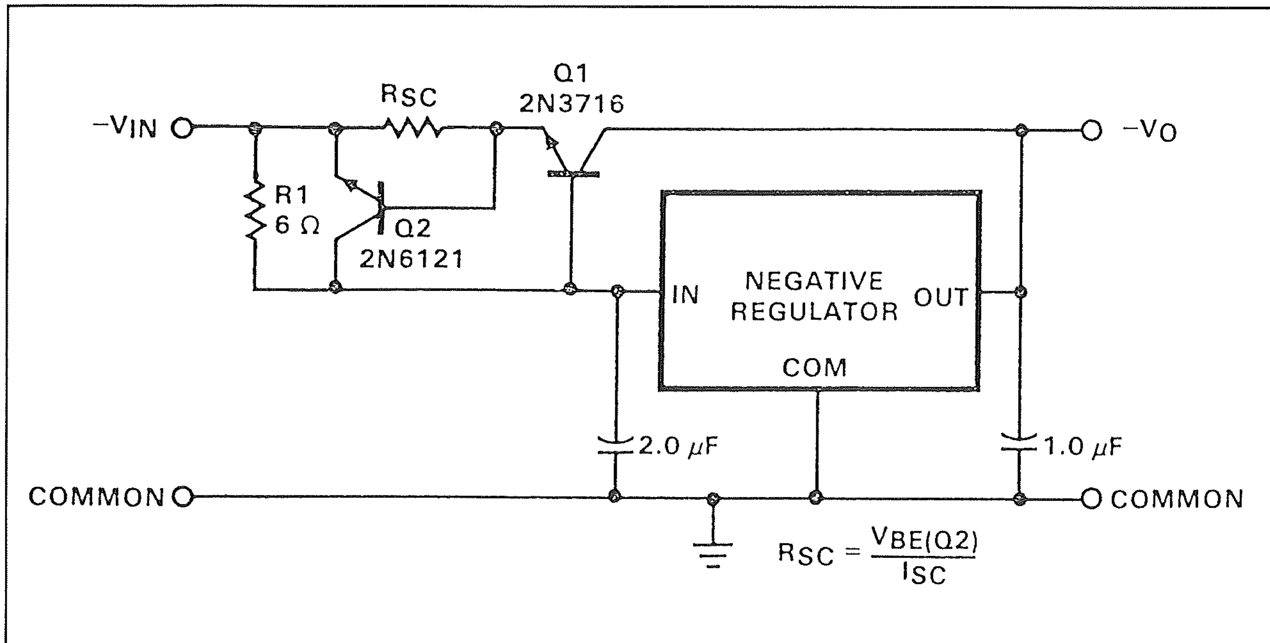
$$\frac{R1}{R2} = \frac{I_1}{I_{REG}}$$

$$I_{OUT(max)} = \frac{(R1 + R2)}{R1} I_{REG(max)}$$

Figuur 3/14.4-24: De formules voor het berekenen van de weerstanden uit figuur 3/14.4-23.

Een andere manier om de schakeling van figuur 3/14.4-20 kortsluitvast te maken is getekend in figuur 3/14.4-23. De weerstanden R1 en R2 bepalen de stroomverdeling tussen de stabilisator en de externe transistor. Zoals uit de formules in figuur 3/14.4-24 blijkt verhouden deze weerstanden zich zoals de stromen.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-25: Het kortsluitvast verhogen van de uitgangsstroom bij serie-stabilisatoren met een negatieve uitgangsspanning.

Het enige nadeel van deze laatste methode is dat de schakeling iets minder goed stabiliseert dan de vorige. Om een voorbeeld te geven: als de belastingsstroom stijgt van 0 tot 5 A levert de schakeling van figuur 3/14.4-22 een spanningsval op de uitgang van 10 mV.
Dezelfde stroomsprong bij de schakeling van figuur 3/14.4-24 levert een spanningsval van 30 mV op. Een en ander is het gevolg van de spanningsvallen over de weerstanden R1 en R2, die de ingangsspanning bij stijgende belasting extra doen dalen.

Een negatief voorbeeld

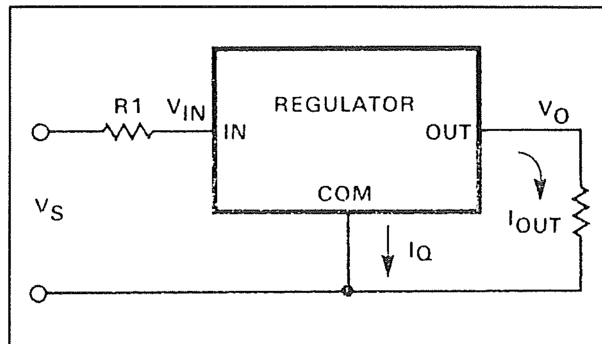
Zoals reeds in de inleiding geschreven, kan men de besproken schakelingen zonder meer vertalen naar serie-stabilisatoren met negatieve uitgangsspanningen. Natuurlijk moet men dan wel de polariteit van dioden en transistoren wisselen. NPN wordt PNP, PNP wordt NPN, anode wordt kathode, kathode wordt anode. In figuur 3/14.4-25 is als voorbeeld het schema van figuur 3/14.4-22 omgezet naar een stabilisator van de 79xx-serie.

Stoeien met de spanningen

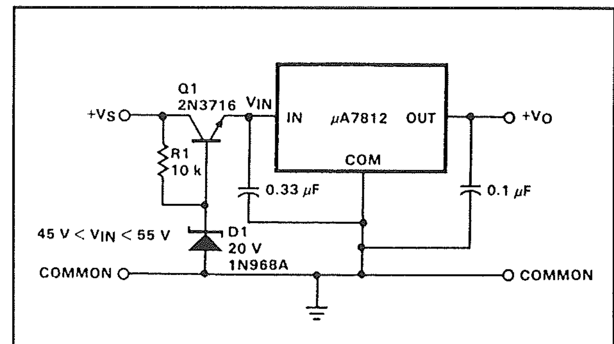
Inleiding

Serie-stabilisatoren met vaste uitgangsspanning kan men ook gebruiken voor het genereren van hogere spanningen dan die op de behuizing vermeld staan. Daarnaast bestaan er ook eenvoudige systemen om de schakelingen aan te sluiten op een ongestabiliseerde spanning die groter is dan deze die het IC kan verdragen. En het is zelfs mogelijk de vaste uitgangsspanning over een groot bereik regelbaar te maken. Al deze nuttige toepassingen zullen in dit subhoofdstuk in het kort behandeld worden.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-26: De eenvoudigste, maar gevaarlijkste oplossing voor het reduceren van de ingangsspanning.



Figuur 3/14.4-27: Een veel beter systeem om een stabilisator aan te sluiten op een te hoge ingangsspanning.

Ingangsspanning te hoog
De meest voor de hand liggende methode om de een serie-stabilisator aan te sluiten op een te hoge spanning is uiteraard het in serie opnemen van een voorschakelweerstand, zoals voorgesteld in figuur 3/14.4-26.

De uitgangsstroom I_{OUT} wekt over de weerstand R1 een spanningsval op, waarvan de waarde berekend kan worden met de wet van Ohm. Deze spanningsval moet nu zo groot gekozen worden, dat de ingangsspanning van de stabilisator lager is dan de maximale waarde.
Deze schakeling heeft echter een nadeel en een gevaar. Het gevaar ontstaat als de stroom I_{OUT} niet constant is. Als deze plotseling veel kleiner wordt, dan zal de spanningsval over de weerstand R1 afnemen, met als gevolg dat de ingangsspanning van de stabilisator tot boven de maximale waarde kan stijgen. Deze schakeling kan dus alleen gebruikt worden als men er heel zeker van is dat de aangesloten schakeling een vrij constante stroom van de voeding vraagt. Het nadeel is dat kleine variaties in de stroom vrij grote variaties op de ingangsspanning van de stabilisator tot gevolg hebben.

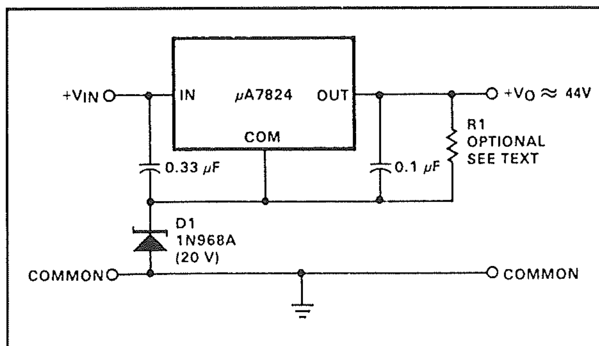
Dat verschijnsel wordt natuurlijk doorgekoppeld naar de uitgang, zodat de mate van stabilisatie iets afneemt.

In figuur 3/14.4-27 is een veel betere schakeling getekend. De stabilisator wordt nu vooraf gegaan door een emittervolger, waarvan de basis wordt ingesteld door middel van een zenerdiode. In het getekend voorbeeld heeft deze een spanning van 20 V. De basisspanning is dus gelijk aan deze waarde en de emitter zal op een spanning van ongeveer 19,4 V komen te staan. Dat wordt nu de gereduceerde ongestabiliseerde ingangsspanning van de serie-stabilisator. De schakeling werkt nu volledig onafhankelijk van de afgenomen stroom. Wel gaat er heel wat vermogen in de transistor verloren, zodat deze voldoende gekoeld moet worden.

Het verhogen van de uitgangsspanning
Met het schema van figuur 3/14.4-28 kan men de uitgangsspanning van een serie-stabilisator veel hoger maken dan deze die op de behuizing vermeld staat. Zoals reeds gezegd stelt de uitgangsspanning van een serie-stabilisator zich altijd in op een spanning die x V hoger is dan de spanning die op de COMMON staat.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator

Hierbij staat x voor de natuurlijke uitgangsspanning van het IC. In normale omstandigheden legt men de COMMON aan de massa, zodat de uitgang een spanning van x V levert ten opzichte van de massa.



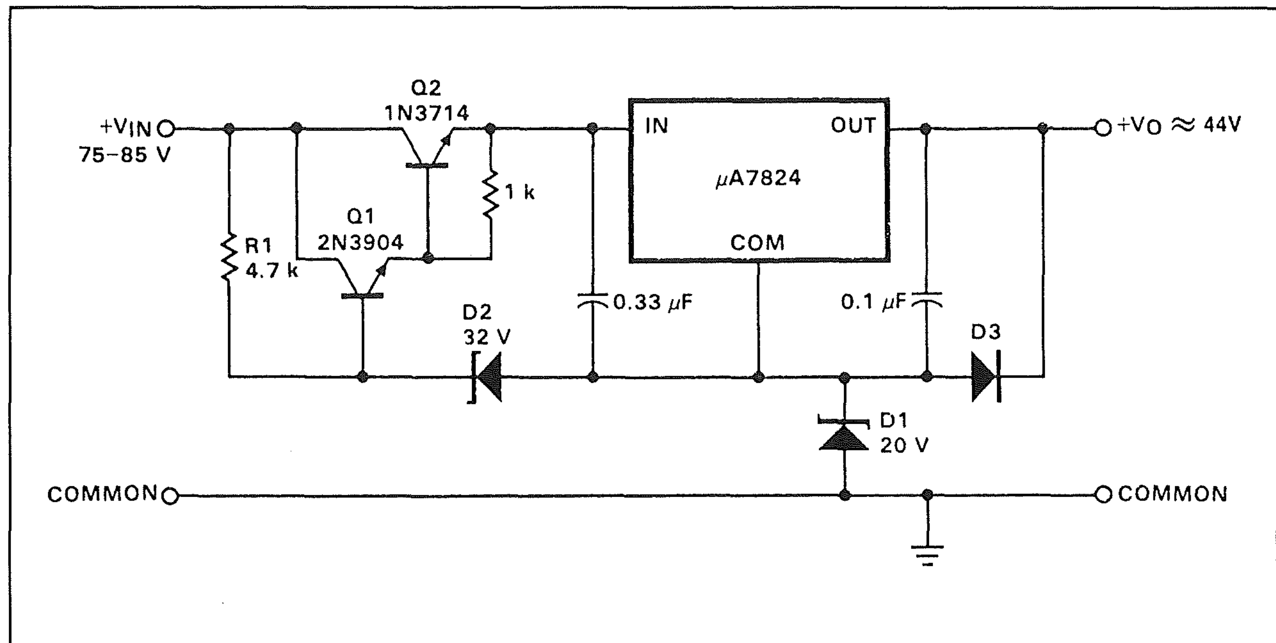
Figuur 3/14.4-28: Het genereren van hoge uitgangsspanningen.

In het getekende schema wordt de COMMON nu echter ingesteld op een spanning die wordt bepaald door de zenerdiode D1. In het getekende voorbeeld is dat een diode van 20 V, zodat de COMMON van de stabilisator op een spanning van +20 V staat ten opzichte van de massa. De A7824 levert op de uitgang een spanning die 24 V positiever is dan de spanning op de COMMON. Het resultaat is dat de uitgang ten opzichte van de massa op een spanning staat van 20 V + 24 V = 44 V.
De weerstand R1 kan overbodig zijn. De stabilisator stuurt een stroom uit zijn COMMON en deze stroom is in de meeste gevallen groot genoeg om de zenerdiode in zijn werkpunt in te stellen. Is dat echter niet het geval, dan moet men de weerstand R1 toevoegen om de stroom door de zenerdiode te vergroten. Deze schakeling kan gevoed worden uit een ongestabiliseerde spanning van maximaal +50 V.

Belangrijk nadeel van dit principe is dat de voeding onder bepaalde omstandigheden niet meer beveiligd is tegen niet-SOA condities. Als de uitgang bijvoorbeeld wordt kortgesloten naar de massa staat de zeer hoge ingangsspanning over de seriestabilisator. Onder deze conditie wordt de maximale spanning die over het IC mag staan zwaar overschreden, hetgeen resulteert in vernieling!

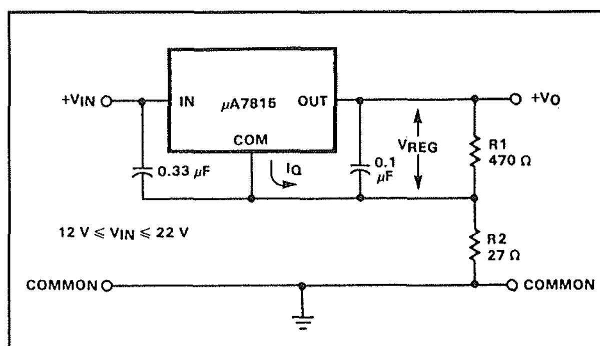
Dat probleem kan opgelost worden door de schakeling van figuur 3/14.4-29 toe te passen. Ook nu wordt de COMMON ingesteld op een hogere spanning dan het massapotentiaal door middel van de zenerdiode D1.
De darlingtontrap rond de transistoren Q1 en Q2 wordt door de zenerdiode D2 ingesteld op een spanning van 32 V ten opzichte van de spanning op de COMMON. Het eerste voordeel van deze schakeling is dat het spanningsverschil tussen IN en COMMON nooit groter kan worden dan de door de fabrikant gespecificeerde maximale waarde. Ook nu stelt de uitgang zich in op een spanning die 24 V hoger is dan de spanning op de COMMON, dus +44 V.
Maar wat gebeurt er nu als de uitgang wordt kortgesloten naar de massa? Het gevolg is dat de kathode van de diode D3 wordt verbonden met de massa. De anode van dit onderdeel hangt aan de COMMON van het IC, die op een spanning van +20 V staat. Het gevolg is dat de diode gaat geleiden. De COMMON wordt dus via de geleidende diode verbonden met de massa en stelt zich in op de geleidingsspanning van de diode, +0,65 V. De zenerdiode D2 komt nu met de anode op hetzelfde potentiaal te staan, zodat de kathode op een spanning staat van ongeveer +32,7 V ten opzichte van de massa. De darlington rond de transistoren Q1 en Q2 neemt deze spanning over.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-29: Een beveiligde versie van het systeem met verhoogde uitgangsspanning.

Het gevolg is dat de IN van de stabilisator op een spanning van +32 V komt te staan ten opzichte van de massa. Door de aanwezigheid van de diode D3 zal, bij kortsluiting, het systeem zich zo instellen dat de maximale spanning over de serie-stabilisator beperkt wordt tot 32 V. Dit ligt binnen de veilige waarde van het IC, zodat de interne SOA-protectie kan werken en het IC niet beschadigd wordt.



Figuur 3/14.4-30: Het instellen van de uitgangsspanning op een hogere waarde.

Instellen van de uitgangsspanning

Serie-stabilisatoren met een vaste uitgangsspanning kunnen op een zeer eenvoudige manier ingesteld worden op een hogere uitgangsspanning.
Het basisschema is getekend in figuur 3/14.4-30.

Om de werking van deze schakeling te kunnen begrijpen is het noodzakelijk even terug te gaan naar het basisprincipe van serie-stabilisatoren. De uitgangsspanning stelt zich in op een spanning, die x V hoger is dan de spanning op de COMMON. Die x is afhankelijk van het type en komt overeen met de codering van het IC. BIj een 7805 is x gelijk aan +5 V, bij een 7915 is x gelijk aan -15 V. Daarnaast is het zo dat de stabilisator een stroom I_Q opneemt van de voeding voor het instellen van de interne schakelingen. Deze stroom wordt weer afgevoerd via de COMMON aansluiting. In de meeste gevallen ligt de COMMON aan de massa en vloeit deze

stroom dus af naar de massa. Aan de hand van deze twee feiten kan men de werking van de schakeling van figuur 3/14.4-30 begrijpen. Tussen de gestabiliseerde uitgang en de massa is een weerstandsdeler opgenomen, bestaande uit de weerstanden R1 en R2. De COMMON is aangesloten op het knooppunt van beide weerstanden. Over de weerstand R1 staat de natuurlijke spanning V_{REG} van de stabilisatoren. Bij een 7815 is V_{REG} dus gelijk aan +15 V. Dit is immers de spanning tussen de UIT en de COMMON. Het is nu niet moeilijk om de uitgangsspanning V_o ten opzichte van de massa te berekenen. Over R1 valt V_{REG}, men kan dus de stroom door deze weerstand met de wet van Ohm berekenen. Deze stroom vloeit ook door de weerstand R2 en wekt over deze weerstand een spanningsval op. Deze spanning staat, in serie met V_{REG}, tussen de massa en de uitgang van de schakeling. De uitgangsspanning van de schakeling is dus gelijk aan $V_{R2} + V_{REG}$. Op deze zeer eenvoudige manier kan men de uitgangsspanning van een serie-stabilisator instellen op een hogere spanning!

Er is echter één klein puntje, waarmee men rekening moet houden. Zoals gezegd voert het IC zijn eigen stroom af naar de massa via de COMMON. Deze stroom I_Q vloeit nu door de weerstand R2 en wekt over dit onderdeel een extra spanningsval op.
Vandaar dat de beschreven berekeningswijze van de uitgangsspanning niet helemaal klopt. Om de exacte waarde van de uitgangsspanning te kennen moet men weten hoe groot I_Q is.
Maar deze stroom is vrij klein en als men de waarde van de weerstanden R1 en R2 ook vrij klein kiest zal de spanningsval die I_Q over R2 opwekt te verwaarlozen zijn.

De exacte formule voor het berekenen van de uitgangsspanning is gegeven in figuur 3/14.4-31.

$$V_{OUT} = V_{REG}\left(1 + \frac{R2}{R1}\right) + I_Q R2$$

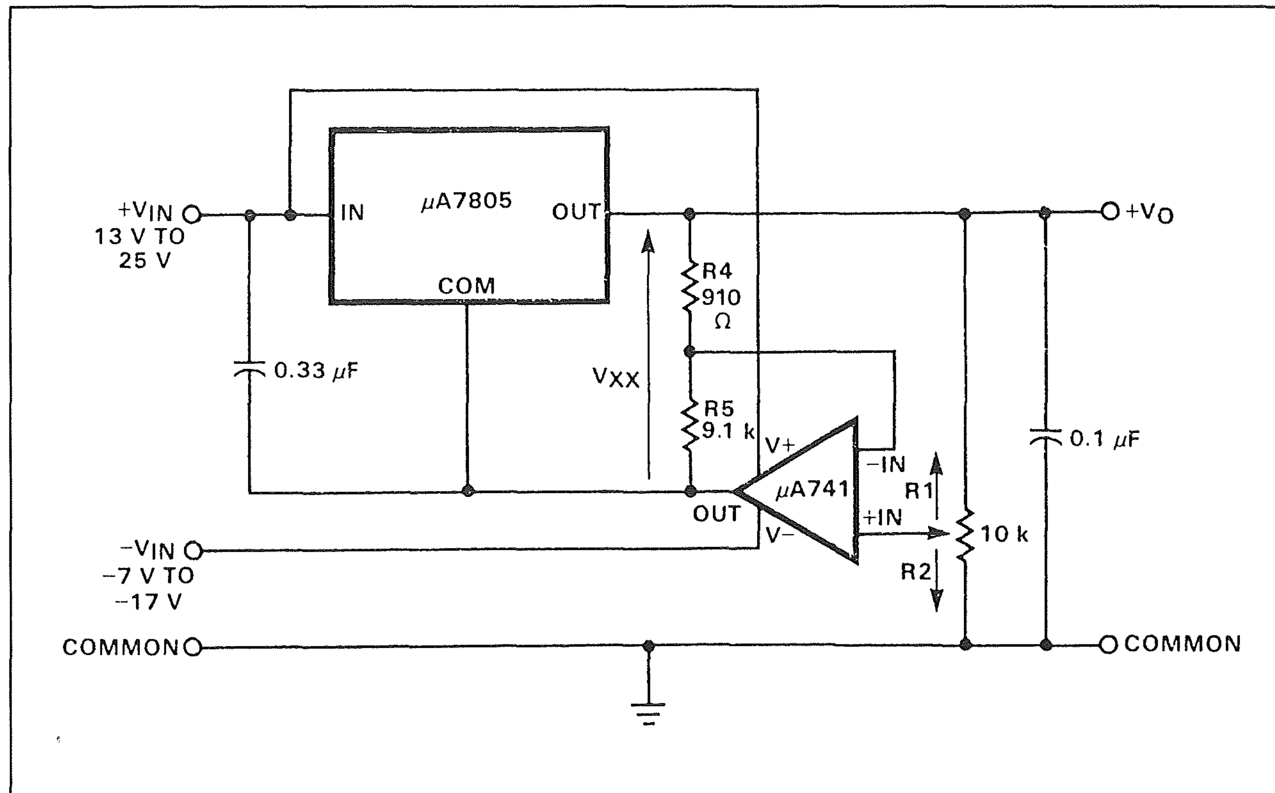
Figuur 3/14.4-31: De formule voor het berekenen van de uitgangsspanning van de schakeling van figuur 3/14.4-30.

Een regelbare voeding

De uitgangsspanning van een serie-stabilisator is gelijk aan de spanning op de COMMON + de natuurlijke spanning van het IC.
Als men dus de spanning op de COMMON regelbaar maakt, zal ook de uitgangsspanning regelbaar zijn! Een logisch gevolg van deze stelling is dat het mogelijk is de uitgangsspanning van een serie-stabilisator kleiner te maken dan de natuurlijke uitgangsspanning van het IC. Stel als voorbeeld een 7805. Dit IC stelt zijn uitgangsspanning in op een spanning die 5 V positiever is dan de spanning op de COMMON.
Als men de COMMON op -4 V instelt, dan zal de uitgangsspanning van de stabilisator dus gelijk zijn aan +1 V! Op deze manier kan men op een zeer eenvoudige manier een regelbare voeding ontwerpen.

Van dit principe wordt gebruik gemaakt in het schema van figuur 3/14.4-32. Deze schakeling is een regelbare voeding met een instelbereik van +0,5 tot +10 V bij een maximale stroom van 1 A.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator

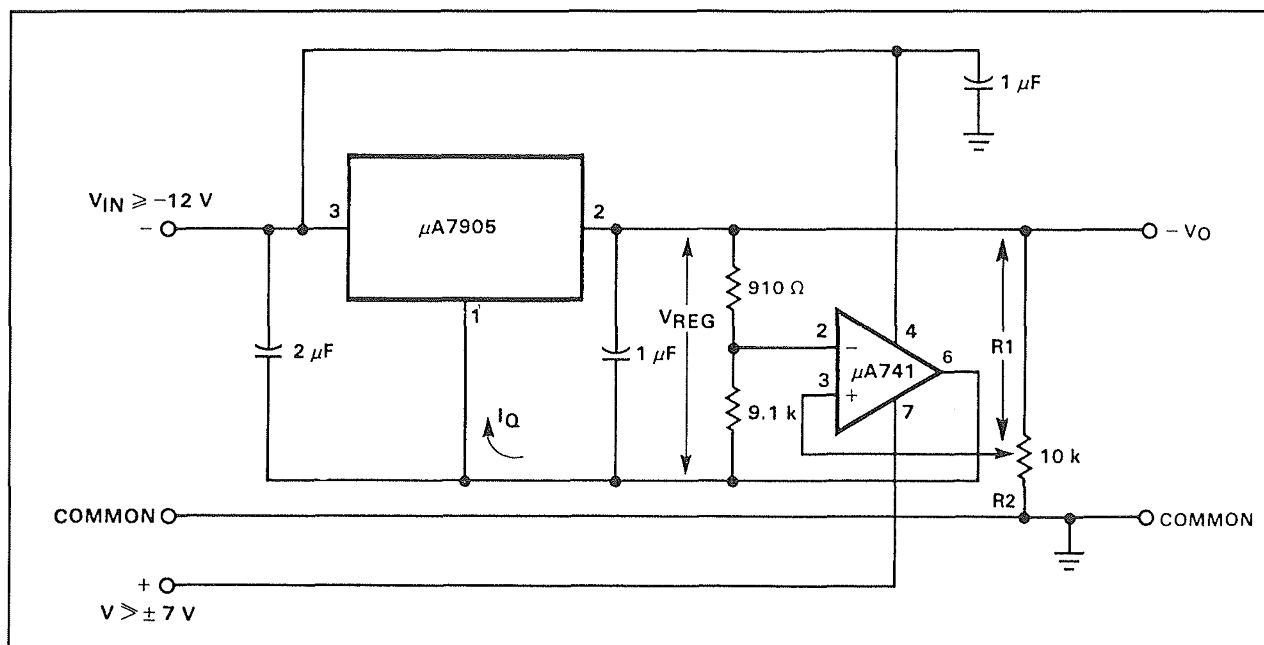


Figuur 3/14.4-32: Een instelbare voeding met een bereik van +0,5 V tot +10 V.

De COMMON van de stabilisator wordt verbonden met de uitgang van een operationele versterker. Deze schakeling wordt gevoed uit een symmetrische spanning, zodat de uitgangsspanning ook negatief kan worden. De niet-inverterende ingang van de operationele versterker is aangesloten op de loper van een potentiometer die tussen de uitgang en de massa is geschakeld. De spanning op deze ingang wordt vergeleken met de spanning op de inverterende ingang. Deze is aangesloten op een spanningsdeler tussen de OUT en de COMMON. Tussen deze twee pennen staat een constante spanning, namelijk de natuurlijke uitgangsspanning van de serie-stabilisator. In het getekende voorbeeld is deze spanning dus gelijk aan 5 V. De operationele versterker vergelijkt de spanning op de inverterende ingang met deze op de niet-inverterende ingang en zal er naar streven dit spanningsverschil minimaal te maken. Het gevolg is dat de COMMON van de serie-stabilisator wordt gestuurd met een spanning, waarvan de grootte afhankelijk is van de stand van de loper van de potentiometer R1/R2. Op deze manier is het mogelijk de uitgangsspanning van de schakeling in te stellen tussen +0,5 en +10,0 V. Een heel eenvoudige schema van een gestabiliseerde, kortsluitvaste en regelbare experimenteervoeding!

Het zal duidelijk zijn dat men hetzelfde principe ook kan toepassen op serie-stabilisatoren met een negatieve uitgangsspanning. Hoe dat gaat is getekend in figuur 3/14.4-33, waarin een 7905 wordt toegepast. Deze schakeling is vergelijkbaar met deze van figuur 3/14.4-32 en levert een instelbare uitgangsspanning tussen -0,5 V en -10 V.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-33: Een regelbare voeding voor negatieve uitgangsspanningen ten opzichte van de massa.

Speciale toepassingen

Inleiding

Tot slot van de uitvoerige bespreking van de praktijk van serie-stabilisatoren met vaste uitgangsspanningen worden nog twee speciale toepassingen besproken. Bij de eerste wordt de stabilisator ingezet als constante stroombron. Het tweede voorbeeld behandelt een voeding, die door een digitaal stuursignaal is in en uit te schakelen.

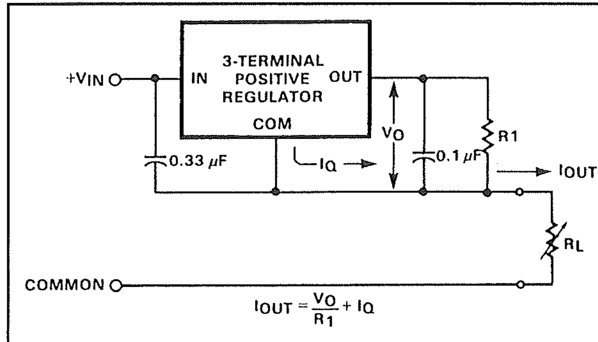
Een constante stroombron

In figuur 3/14.4-34 is het schema getekend van een constante stroombron met een serie-stabilisator met positieve uitgangsspanning. Ook deze schakeling werkt door het op een vlottend potentiaal instellen van de COMMON.

De weerstand R1 staat tussen de COMMON en de UIT geschakeld. Over deze weerstand valt dus de natuurlijke spanning van de stabilisator. Als een stabilisator van +5 V wordt toegepast staat over deze weerstand onder alle omstandigheden een spanning van 5 V. Het gevolg is dat deze weerstand doorlopen wordt door een constante stroom. De waarde van deze stroom kan berekend worden met de wet van Ohm en is gelijk aan de spanning gedeeld door de weerstand. Deze stroom kan alleen afvloeien via de belastingsweerstand R_L naar de massa. Ook deze weerstand wordt dus doorlopen door een constante stroom. De waarde van deze belastingsweerstand maakt, binnen bepaalde grenzen, niets uit.

De stroom die de schakeling levert wordt immers alleen bepaald door de weerstand R1 en door het type stabilisator. Men kan dus besluiten dat deze schakeling werkt als ideale stroombron. Uiteraard moet men er rekening mee houden dat de eigen stroom I_Q van de stabilisator, die afvloeit via de COMMON, ook door de belastingsweerstand vloeit. Deze stroom is echter klein en kan vaak verwaarloosd worden.

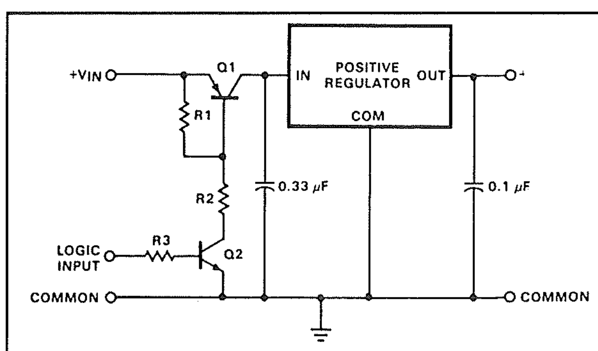
14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-34: Hét schema van een constante stroombron met een serie-stabilisator.

Op afstand bestuurbare voeding

Bij sommige toepassingen kan het nuttig zijn als men in staat is de voedingsspanning door middel van een controlesignaal in en uit te schakelen. Er zijn sommige speciale spanningsstabilisatoren op de markt, die daarvoor een speciale ingang hebben. Maar ook met de standaard schakelingen van de 78xx en de 79xx serie kan dat op een vrij eenvoudige manier. Het schema is getekend in figuur 3/14.4-35.



Figuur 3/14.4-35: Het schema van een op afstand te bedienen voeding.

Tussen de ongestabiliseerde spanning en de ingang van de serie-stabilisator staat een transistor Q1 geschakeld. De basis van deze halfgeleider wordt via de kleine weerstand R1 met de emitter verbonden. Maar daarnaast gaat de basis via de weerstand R2 en de transistor Q2 naar de massa. De basis van deze tweede transistor wordt gestuurd met een digitaal signaal LOGIC INPUT. Als dit signaal "0" is zal de transistor Q2 sperren. Het gevolg is dat de basis van Q1 via de weerstand R1 verbonden is met de emitter. Er staat geen spanning over de basis-emitter overgang, de transistor spert. De serie-stabilisator ontvangt geen ingangsspanning en uiteraard is dan ook de uitgangsspanning 0 V. Als de transistor Q2 in geleiding wordt gestuurd door een "1" op de basis zal de basis van Q1 via de geleidende transistor Q2 met de massa verbonden worden. Er kan nu basisstroom vloeien met als gevolg dat de transistor volledig in verzadiging gestuurd wordt. De serie-stabilisator krijgt ingangsspanning en levert de gestabiliseerde uitgangsspanning.

Regelbare serie-stabilisatoren

Inleiding

Regelbare serie-stabilisatoren worden in de eenvoudigste uitvoering aangeboden onder de vorm van een vierpoot. Naast de massa, de ingang en de uitgang is een CONTROL aanwezig. De spanning op deze ingang en een externe weerstandsdeler bepalen de waarde van de gestabiliseerde uitgangsspanning. Regelbare serie-stabilisatoren zijn handig als men een voedingsspanning op en niet standaard waarde moet afregelen.
Het is echter een beetje problematisch standaard schakelingen te beschrijven die van toepassing zijn op alle soorten serie-stabilisatoren met regelbare uitgangs-

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator

spanning. Daarvoor bestaan immers te veel soorten en typen met andere karakteristieken en eigenschappen. Vandaar dat in dit subhoofdstuk alleen toepassingsvoorbeelden worden gegeven met de meest eenvoudige, maar ook meest bekende serie stabilisatoren: deze van de 78G en 79G familie.

De standaard schakeling

In figuur 3/14.4-36 is de standaard schakeling met een 78G getekend. Hetzelfde schema kan uiteraard ok voor de negatieve soortgenoot 79G worden toegepast!

De CONTROL wordt aangesloten op een spanningsdeler tussen de uitgang en de massa. De waarde van de twee weerstanden R1 en R2 bepaalt de waarde van de uitgangsspanning volgens de formule die in figuur 3/14.4-37 gegeven is.

Hierin is V_{cont} de spanning op de CONTROL-ingang van de serie-stabilisator. Bij de 78G bedraagt deze spanning +5,0 V, bij de 79G -2,23 V. Beide uitvoeringen zijn dus niet geheel en al symmetrisch!

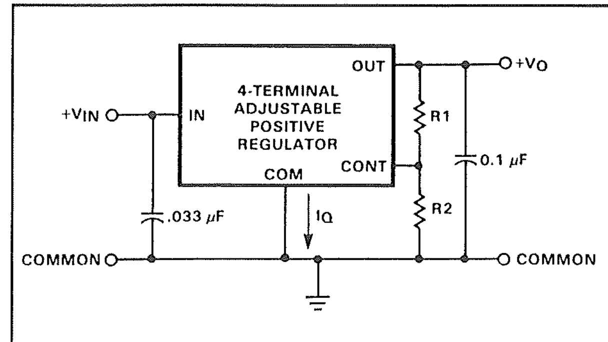
De maximale uitgangsspanning voor beide versies bedraagt ongeveer 30 V.

De waarde van de weerstanden bepaalt niet alleen de uitgangsspanning, maar ook de stroom die vanuit de CONTROL naar de massa zal vloeien. Geadviseerd wordt deze stroom gelijk te maken aan ongeveer 1 mA.

Let ook bij deze schakeling op de twee condensatoren tussen de IN en de massa en tussen de UIT en de massa.

Verhogen van de uitgangsstroom

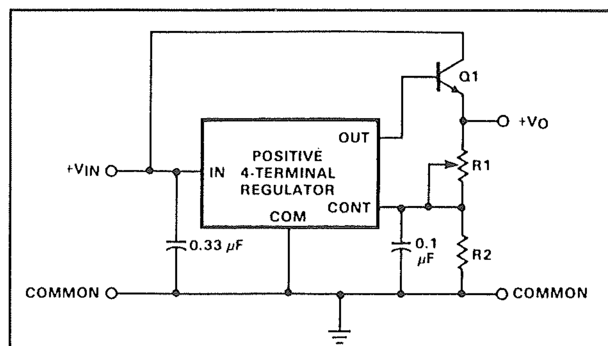
Ook bij serie-stabilisatoren met regelbare uitgangsspanning kan men de waarde van de maximaal te leveren stroom opvoeren door het parallel schakelen van een externe transistor.



Figuur 3/14.4-36: Het standaard schema van een serie-stabilisator met regelbare uitgangsspanning.

$$V_O = V_{cont}\,\frac{(R1 + R2)}{R2}$$

Figuur 3/14.4-37: De formule die de waarde van de uitgangsspanning definieert.

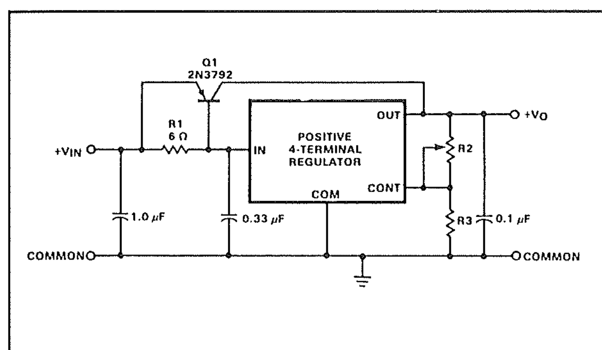


Figuur 3/14.4-38: Het eenvoudigste schema voor het opvoeren van de uitgangsstroom.

De externe transistor is als emittervolger geschakeld en wordt gestuurd door de uitgang van de stabilisator. De spanning op de emitter is dus gelijk aan de spanning op de basis, minus de 0,65 V geleidingsspanning. Door tussen de emitter en de massa het weerstandsnetwerk op te nemen kan men de spanning weer instellen

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator

op iedere gewenste waarde tussen 5 V en 30 V. Het zal duidelijk zijn dat deze schakeling niet kortsluitvast is! Sluit men de uitgang kort naar de massa, dan staat de collector/emitter overgang van de transistor rechtstreeks tussen de ongestabiliseerde ingangsspanning en de massa geschakeld en dat is iets dat dit onderdeel niet overleeft.



Figuur 3/14.4-39: Een alternatieve methode voor het verhogen van de uitgangsstroom.

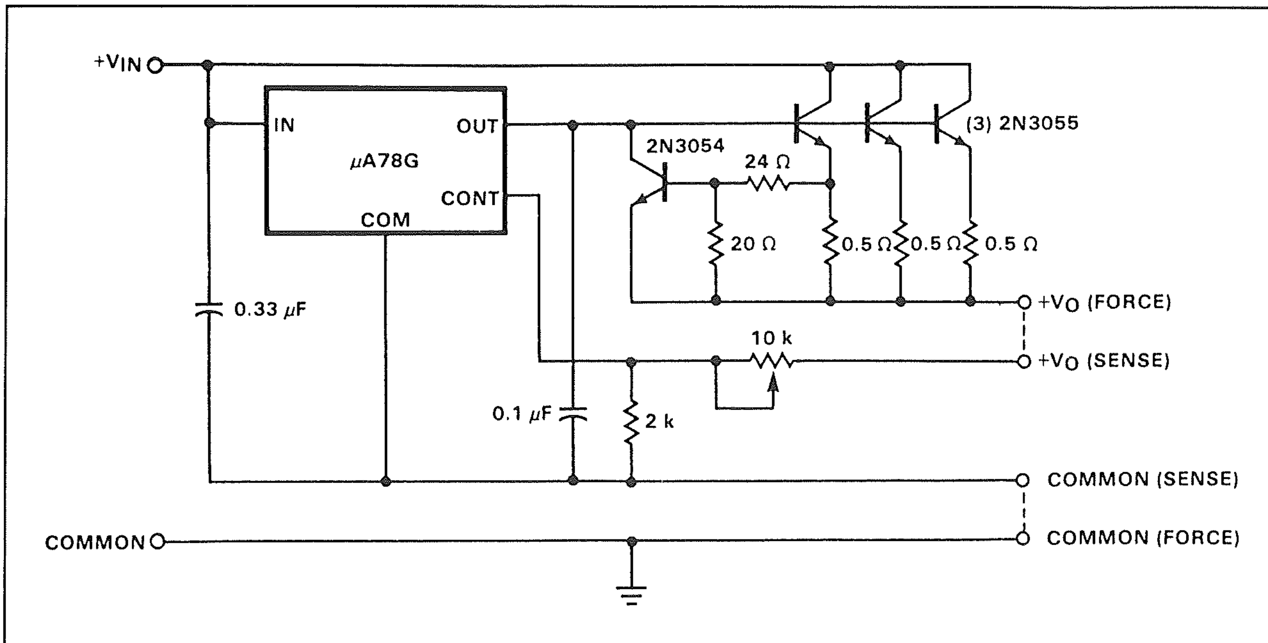
In figuur 3/14.4-39 is een alternatieve schakeling getekend, die volgens het reeds in figuur 3/14.4-20 besproken principe werkt. Het enige verschil is dat natuurlijk de CONTROL met de weerstandsdeler aan de uitgang verbonden moet worden. Nadeel van deze schakeling is dat zij niet kortsluitvast is, maar dat probleem is uiteraard op te lossen door het aanbrengen van een stroomsensor weerstand en een tweede transistor volgens het principe dat reeds in figuur 3/14.4-22 beschreven werd.

Een semi-professioneel ontwerp

In figuur 3/14.4-40 wordt een voeding getekend, die in staat is 10 A te leveren bij een uitgangsspanning die instelbaar is tussen +5 V en +30 V. Men kan dus rustig stellen dat men hier te maken heeft met een semi-professioneel ontwerp, dat toch maar uit 14 onderdelen is opgebouwd! De OUT van de 78G stuurt nu drie parallel geschakelde externe transistoren. De drie kleine emitterweerstanden zorgen ervoor dat de uitgangsstroom zich evenredig verdeeld over de drie transistoren. De werking van deze stroomverdeling is als volgt. Stel dat een van de transistoren een hogere versterkingsfactor heeft en meer gaat geleiden dan de twee overige. In principe zou deze transistor dus het grootste deel van de uitgangsstroom leveren. Maar het gevolg is dat over zijn emitterweerstand een grotere spanning wordt opgebouwd dan over de twee andere weerstanden. Deze spanning zorgt ervoor dat de basis-emitter spanning van de meer geleidende transistor kleiner wordt. De sturing wordt dus kleiner, en daarmee ook de geleidingsgraad van de halfgeleider. De transistor gaat dus minder stroom voeren. De linker emitterweerstand wordt bovendien gebruikt voor het beveiligen van de schakeling tegen overbelasting. Als de stroom door deze weerstand te groot wordt valt er meer dan ongeveer 1,6 V over en gaat de transistor 2N3054 geleiden.
De OUT van de serie-stabilisator wordt dan verbonden met de uitgang van de voeding, waardoor de sturing van de externe transistoren weg valt. Het systeem stabiliseert zich dus op een bepaalde maximale stroom, die bepaald wordt door de waarde van de emitterweerstanden en de 20 Ω en 24 Ω weerstanden. Met de in het schema ingetekende waarden bedraagt de kortsluitstroom ongeveer 13 A.

De CONT gaat nu niet rechtstreeks naar de uitgang, maar naar een extra SENSE-aansluiting. Hetzelfde geldt voor de COM. Deze aansluitingen moeten uiteraard met de uitgangsspanning en de massa verbonden worden.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-40: Een voeding die 10 A kan leveren bij een instelbare spanning tussen +5 en +30 V.

Dat gebeurt echter niet in de voeding zélf, maar zo dicht mogelijk bij de belasting. Het nut van deze extra verbindingen is dat deze niet doorlopen worden door de 10 A van de belasting, maar volledig stroomloos met de belasting verbonden zijn. Op deze manier wordt ook de spanningsval die de 10 A stroom in de voedingsdraden genereert in de stabilisatie betrokken. Dank zij deze zogenaamde "remote sensing" zal de uitgangsspanning maar 4 mV dalen als de stroom toeneemt van 0 tot 5 A!

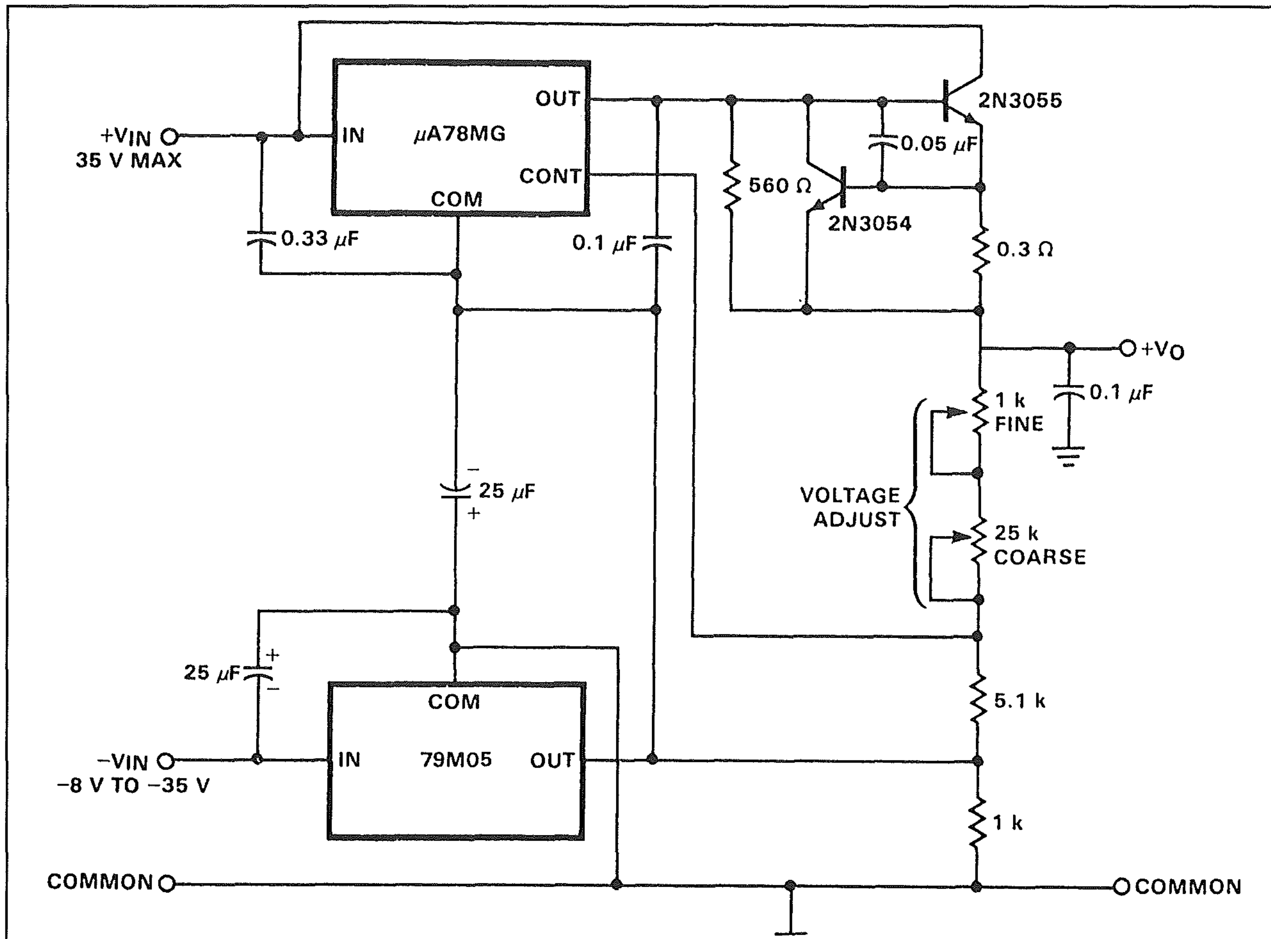
Het verlagen van het spanningsgebied

Een 78M zijn minimale uitgangsspanning als de CONT rechtstreeks met de uitgang verbonden wordt. Deze spanning bedraagt ongeveer +5 V. Nu zal men in de meeste experimenteervoedingen de behoefte hebben de spanning vanaf 0 V te kunnen regelen. In figuur 3/14.4-41 is een schema getekend waarmee dat kan.
Bij deze schakeling wordt een vaste seriestabilisator van het type 7905 gebruikt om de COM van de 78M een negatieve offset van -5 V te geven.
Door het verlagen van de spanning op de COM met 5 V zal ook de uitgangsspanning van de 78M met hetzelfde bedrag verlaagd worden. De schakeling kan nu dus van 0 V regelen. De OUT stuurt op de reeds beschreven manier een 2N3055 als emittervolger, waarbij een 2N3054 gebruikt wordt als stroombegrenzer.
De voeding levert een spanning die instelbaar is tussen 0 V en +25 V, bij een maximale uitgangsstroom van 2 A. Bij een ongestabiliseerde ingangsspanning van +30 V en een uitgangsspanning van +25 V zal de uitgang ongeveer 30 mV zakken als de voeding maximaal belast wordt.

Volgende (tracking) voedingen

Tracking voedingen zijn schakelingen die twee spanningen afleveren, een positieve en een negatieve. Het verschil tussen een tracking voeding en een symmetrische voeding is dat bij de eerste soort de ene spanning de variatie van de andere volgt.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-41: Een voeding die instelbaar is vanaf 0 V.

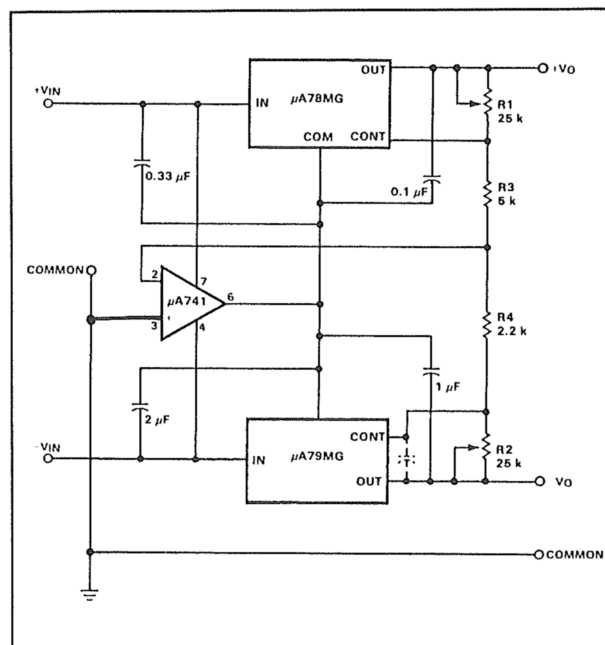
Bij een tracking voeding zal de ene uitgangsspanning de variatie van de andere in tegengestelde richting volgen. Levert de schakeling bijvoorbeeld +5 V en -5 V af en gaat de positieve spanning naar +6 V, dan zal de negatieve uitgangsspanning naar -6 V gaan.

In figuur 3/14.4-42 is een schakeling gegeven van een tracking voeding.
De operationele versterker vergelijkt de spanning op zijn inverterende ingang met deze op zijn niet-inverterende ingang. De niet-inverterende ingang ligt aan de massa, de op-amp zal het systeem dus zo regelen dat ook de inverterende ingang op massa-potentiaal ligt.

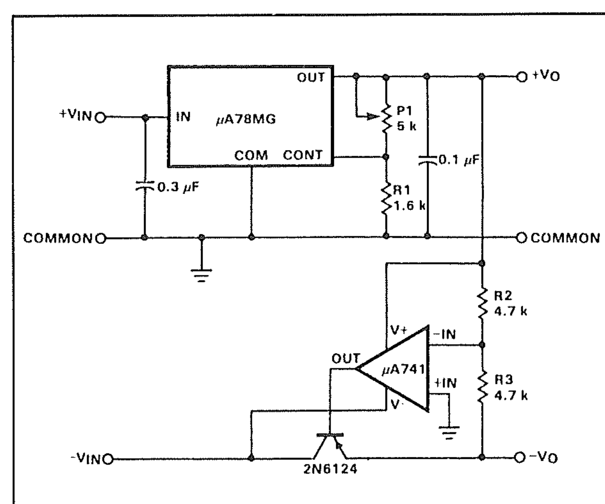
Dat kan alleen als het knooppunt tussen de weerstanden R1/R3 en R4/R2 op 0 V staat. Het zal nu duidelijk zijn dat de verhouding tussen de weerstandstakken R1/R3 en R4/R2 bepalend is voor de verhouding tussen de uitgangsspanningen. Heeft de eerste tak bijvoorbeeld een twee maal hogere waarde dan de tweede, dan zal de bovenste uitgangsspanning twee keer hoger zijn dan de onderste.
Gaat de bovenste spanning stijgen, dan zal de onderste in een door de weerstanden bepaalde verhouding moeten dalen om het knooppunt op 0 V te houden.

Met behulp van de potentiometers kan men het systeem eenmalig afregelen.

14.4 Praktijk van de geïntegreerde serie-stabilisator



Figuur 3/14.4-42: Een schema voor een tracking voeding.



Figuur 3/14.4-43: Een master-slave voeding met een 78M en een inverterende versterker.

Een master-slave voeding

Een master-slave voeding en een symmetrische voeding, waarbij slechts één potentiometer wordt gebruikt voor het regelen van beide uitgangsspanningen.

In figuur 3/14.4-43 is het schema van een dergelijke voeding getekend.
Die potentiometer werkt in op een van de helften van de schakeling, de andere helft volgt automatisch de spanningsvariatie.
De positieve uitgangsspanning van het systeem wordt gegenereerd op de "normale" manier met een 78M. De inverterende ingang van een operationele versterker is aangesloten op het knooppunt van twee even grote weerstanden, die naar de positieve en de negatieve uitgangen geschakeld zijn. De niet-inverterende ligt aan de massa. De uitgang van de operationele versterker stuurt de basis van een serietransistor in de negatieve voedingskring. De werking van de schakeling zal wel duidelijk zijn. Ook nu moet de inverterende ingang van de operationele versterker op 0 V komen te staan. Omdat de twee weerstanden precies even groot zijn is dat alleen het geval als de twee uitgangsspanningen in absolute waarde even groot zijn. Stelt men de positieve voeding met de potentiometer P1 in op een uitgangsspanning van -12,3 V, dan zal de operationele versterker er voor zorgen dat de transistor net zo veel wordt gestuurd dat op de negatieve uitgang een spanning van -12,3 V staat. Alleen dan staat het knooppunt van de weerstanden R2 en R3 immers op 0 V.

3/14.7

Theorie en praktijk van de shunt-stabilisatie

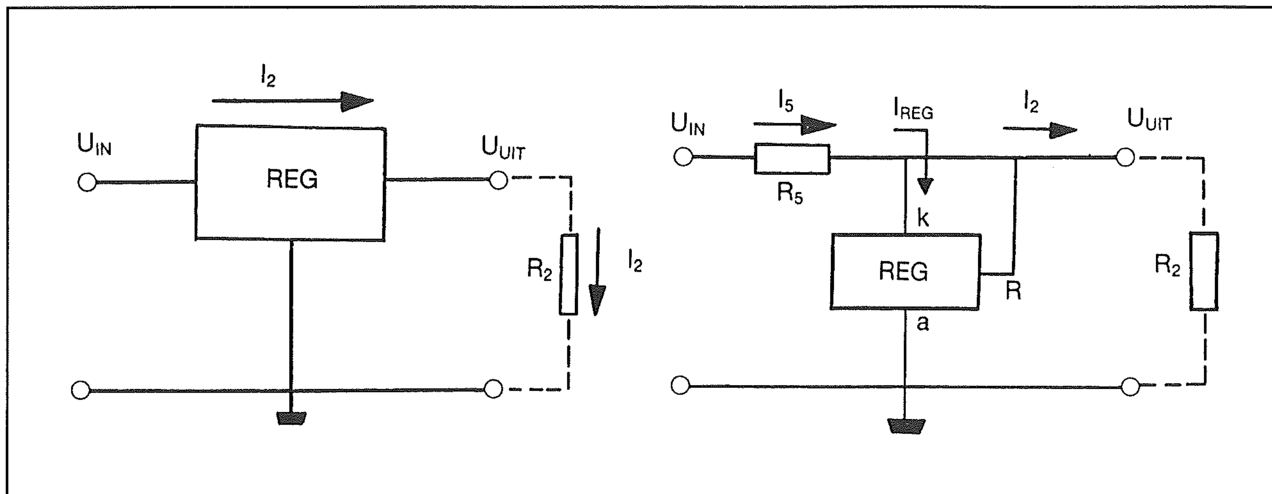
Theorie van de shunt-stabilisatie

De shunt-stabilisatie
Het verschil tussen het normaal gebruikte serie-principe voor spanningsstabilisatie en het shunt-principe is getekend in figuur 3/14.7-1.
Bij het serie-principe (links) staat de spanningsstabilisator REG in serie met de belasting R2. De uitgangsspanning blijft constant doordat de inwendige weerstand van de spanningsstabilisator zich automatisch aangepast, waardoor er meer of minder spanning over het onderdeel blijft staan.
Bij het shunt-principe (rechts) staat de stabilisator REG parallel aan de belastingsweerstand R2. Er is nu een extra weerstand R5 noodzakelijk, die in serie staat met de stabilisator. De som van de stromen I_{REG} en I_2 wordt opgeteld tot de totale belastingsstroom I_5. Deze stroom wekt over de serieweerstand R5 een spanningsval op. Ook nu zal de stabilisator de eigen weerstand zo aanpassen dat er over R5 steeds zoveel spanning valt dat de uitgangsspanning constant blijft.

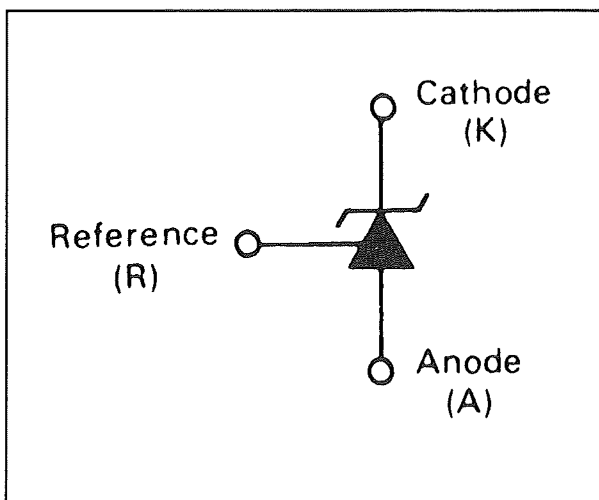
Belangrijke beperking
Uit de bespreking van het principe volgt dat shunt-stabilisatoren niet gebruikt kunnen worden in schakelingen die grote stromen verwerken. Deze stromen zouden over de serieweerstand R5 immers een groot spanningsverlies en dito vermogen genereren. En zoiets heeft vervelende gevolgen, zoals groot thermisch verlies en de noodzaak een hoge ongestabiliseerde spanning te gebruiken.
Shunt-stabilisatoren zijn echter uitermate bruikbaar op die plaatsen waar het noodzakelijk is een instelbare referentiespanning ter beschikking te hebben. Shunt-stabilisatoren zijn bijvoorbeeld uitstekend geschikt als spanningsreferentie in een voeding of als referentie in een DAC of ADC. De referentiespanning is dan door middel van een eenvoudige schakeling met een instelpotentiometer heel precies op de gewenste waarde af te regelen.

De shunt-stabilisator
Het symbool van een shunt-stabilisator is getekend in figuur 3/14.7-2. Net zoals een zenerdiode heeft het onderdeel een anode en een kathode. Daarnaast is een besturingselektrode aanwezig, die R, REF of FB genaamd wordt. Met deze elektrode kan men de spanning tussen kathode en anode instellen. In wezen zou men dus een shunt-stabilisator kunnen beschouwen als een instelbare zenerdiode! Want, net zoals bij een zenerdiode, moet de kathode verbonden worden met een positieve spanning ten opzichte van de anode.

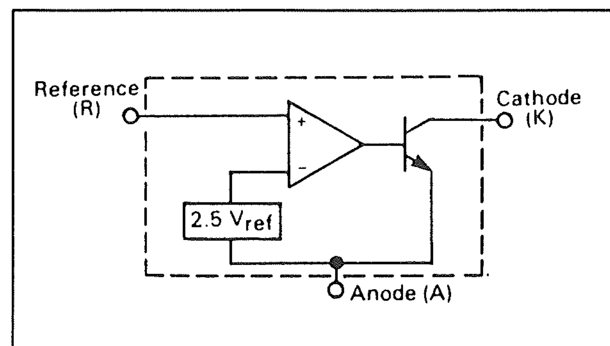
14.7 Theorie en praktijk van de shunt-stabilisatie



Figuur 3/14.7-1: Het verschil tussen een serie-stabilisator (links) en een shunt-stabilisator (rechts).



Figuur 3/14.7-2: Het symbool van een shunt-stabilisator.



Figuur 3/14.7-3: Het interne blokschema van een shunt-stabilisator.

De interne schakelingen

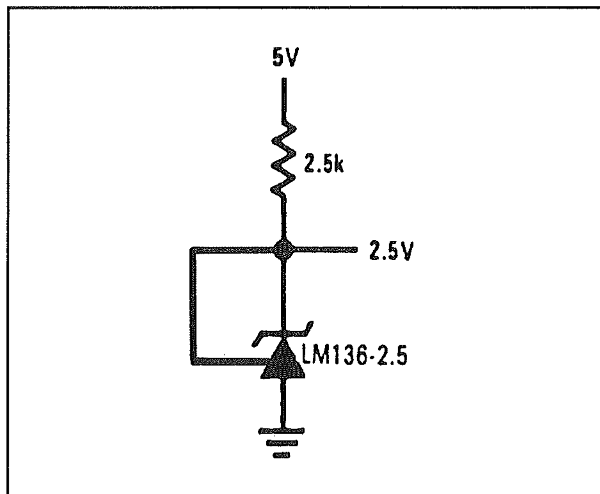
Het interne blokschema van een shunt-stabilisator is getekend in figuur 3/14.7-3. Iedere shunt-stabilisator is samengesteld uit een spanningsreferentie, meestal van het bandgap type, een operationele versterker en een uitgangstransistor. De kathode wordt via een serieweerstand verbonden met een ongestabiliseerde positieve spanning, de anode gaat naar de massa.

Het instellen van de shunt-stabilisator

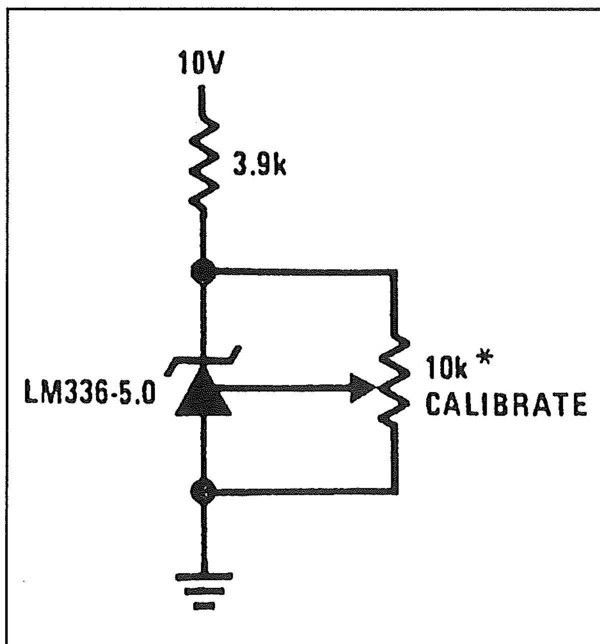
In de meest eenvoudige schakeling verbindt men de R-ingang rechtstreeks met de kathode volgens het schema in figuur 3/14.7-4. Er ontstaat dan intern een teruggekoppeld systeem, waarbij de spanningen op beide ingangen van de op-amp aan elkaar gelijk worden. Het gevolg is dat de kathodespanning zich instelt op de spanning van de interne bandgap diode, die meestal gelijk is aan 2,5 V.

Op deze manier ontstaat een soort spanningsreferentie met vaste, niet beïnvloedbare uitgangsspanning.

14.7 Theorie en praktijk van de shunt-stabilisatie

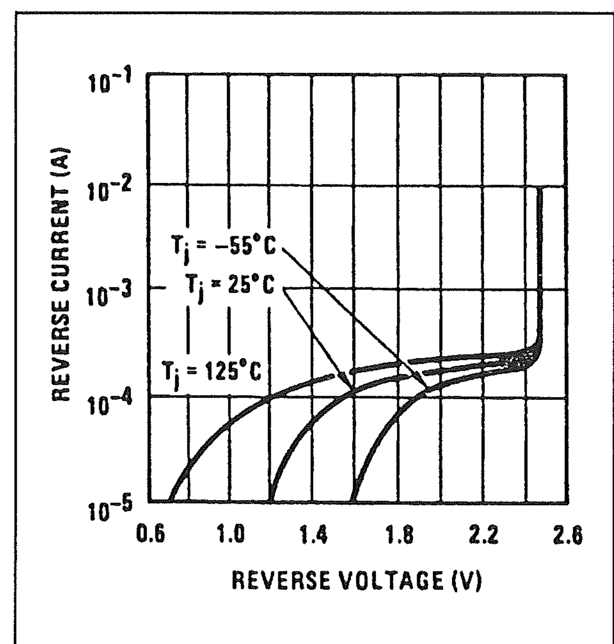


Figuur 3/14.7-4: De meest eenvoudige instelling van een shunt-stabilisator.



Figuur 3/14.7-5: Door het toevoegen van een potentiometer kan men de uitgangsspanning van de shunt-stabilisator variëren.

Sluit men echter de R-ingang aan op de loper van een potentiometer, die tussen de kathode en de anode geschakeld is, zoals getekend in figuur 3/14.7-5, dan zal de kathodespanning niet alleen bepaald worden door de waarde van de interne referentiespanning, maar ook door de weerstandsverhouding. Op deze wel zeer eenvoudige manier kan men de uitgangsspanning van de shunt-stabilisator op zowat iedere gewenste waarde instellen.



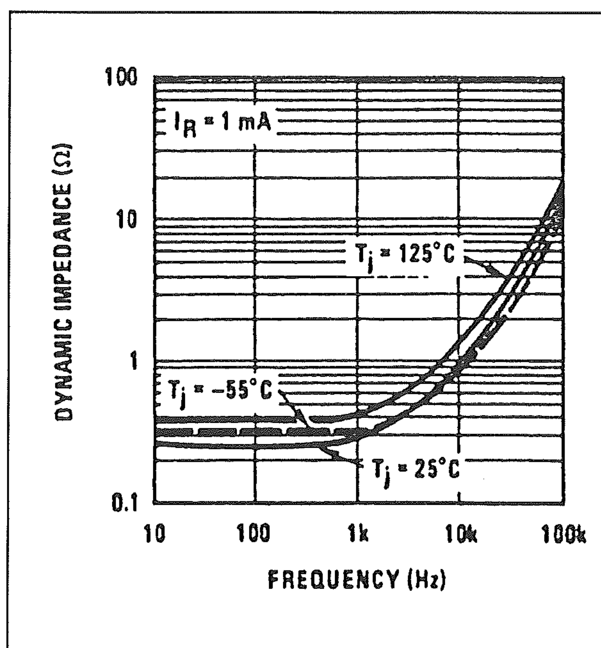
Figuur 3/14.7-6: Het verband tussen de reverse breakdown voltage en de stroom door de shunt-stabilisator.

Eigenschappen van shunt-stabilisatoren

Shunt-stabilisatoren worden gespecificeerd door een aantal parameters, waarvan de belangrijkste in het kort worden gedefinieerd.

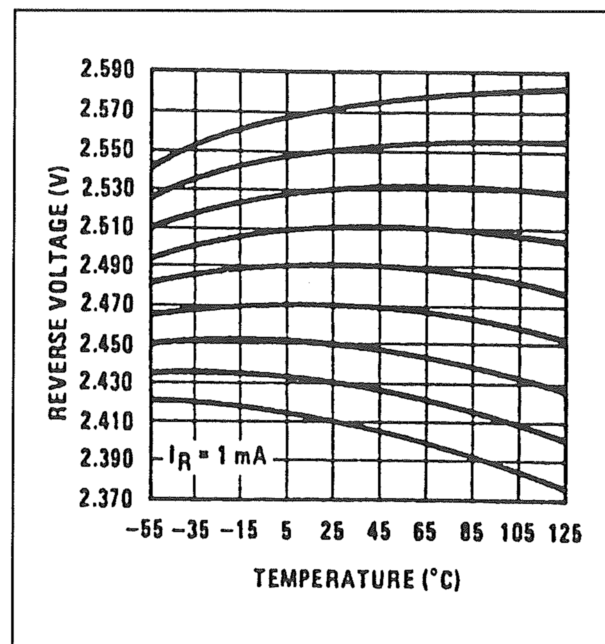
- De reverse breakdown voltage
  Dit is de spanning van de ingebouwde referentiediode en daarmee tevens de laagste spanning die men met een shunt-stabilisator kan genereren (R aan K). Deze spanning is in grote mate afhankelijk van de stroom die men

door de shunt-stabilisator stuurt, zoals de grafiek van figuur 3/14.7-6 bewijst. Uit deze grafiek volgt duidelijk dat men een minimale stroom door het onderdeel moet sturen om de reverse voltage op een constante waarde te stabiliseren.



Figuur 3/14.7-7: Het verband tussen de frequentie van de stroom door de shunt-stabilisator en de dynamic impedance.

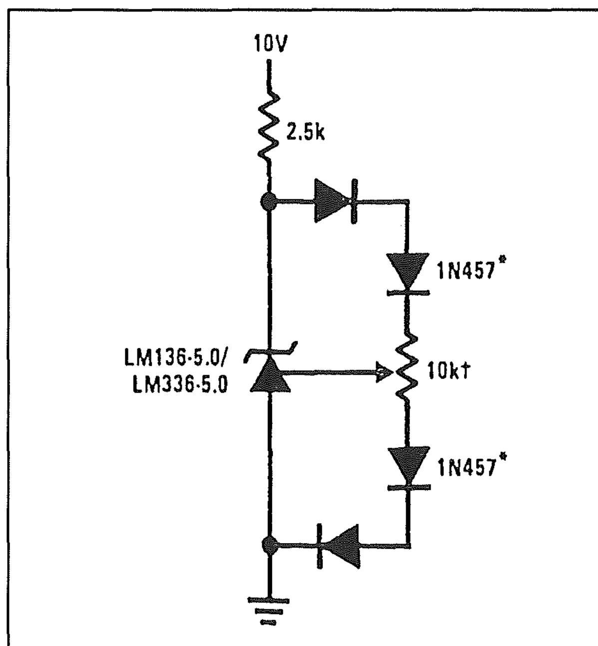
- Stabiliteitscoëfficiënt
  Deze grootheid definieert de verandering van de breakdown voltage in functie van de stroom door de stabilisator. Deze grootheid wordt opgegeven in mV over het volledige stroombereik van de stabilisator.
- De dynamic impedance
  Deze wisselstroomweerstand geeft de verhouding tussen de variatie op de uitgangsspanning en de variatie op de uitgangsstroom. In de meeste gevallen wordt deze parameter gedefinieerd bij een uitgangsspanning gelijk aan de reverse breakdown spanning en bij een stroom die gelijk is aan de maximaal toelaatbare waarde. Opgemerkt moet worden dat deze parameter zeer afhankelijk is van de frequentie! Hoewel in de meeste gevallen shunt-stabilisatoren uiteraard alleen te maken zullen krijgen met gelijkstroom, kan het in bepaalde schakelingen toch voorkomen dat het onderdeel door een wisselstroom wordt doorlopen.
  Het verband tussen de dynamic impedance en de frequentie is gegeven in de grafiek van figuur 3/14.7-7.



Figuur 3/14.7-8: De invloed van de temperatuur op de reverse breakdown voltage van een shunt-stabilisator.

- Minimale uitgangsstroom
  Is de minimale stroom die men tussen de kathode en de anode moet laten vloeien om de interne referentiediode nog goed te laten werken.

- Maximale uitgangsstroom
  Is de maximale stroom die tussen de K- en de A-aansluitingen van het onderdeel mag vloeien.
- Temperatuurscoëfficiënt
  De interne spanningsreferentie heeft uiteraard een bepaalde temperatuurscoëfficiënt, die de gelijknamige grootheid van het gehele onderdeel in belangrijke mate bepaalt. Zoals uit de grafiek van figuur 3/14.7-8 blijkt, hebben shunt-stabilisatoren en vrij grote temperatuurscoëfficiënt! Er bestaat echter een eenvoudige schakeling om de temperatuurscoëfficiënt van een shunt-stabilisator te minimaliseren. Het schema dat in figuur 3/14.7-9 is getekend heeft uiteraard alleen maar effect als de beide externe siliciumdioden op dezelfde temperatuur staan als de shuntstabilisator!



Figuur 3/14.7-9: Externe schakeling waarmee men de temperatuurscoëfficiënt van een shunt-stabilisator kan minimaliseren.

Shunt-stabilisatoren in de praktijk

Inleiding

In eerste instantie zou men geneigd zijn te denken dat een shunt-stabilisator voor niet veel meer bruikbaar is als speciale zenerdiode met instelbare spanning. Niets is echter minder waar!

In de onderstaande paragraafjes worden in het kort een aantal toepassingen van shunt-stabilisatoren toegelicht. Vaak zal men merken dat men door gebruik te maken van een dergelijk onderdeel bepaalde schakeltechnische problemen zeer elegant kan oplossen. En even vaak zal men vaststellen dat dank zij deze onderdelen bepaalde schakelingen heel eenvoudig uit te voeren zijn!

Stabilisatie tegen variërende voedingsspanning

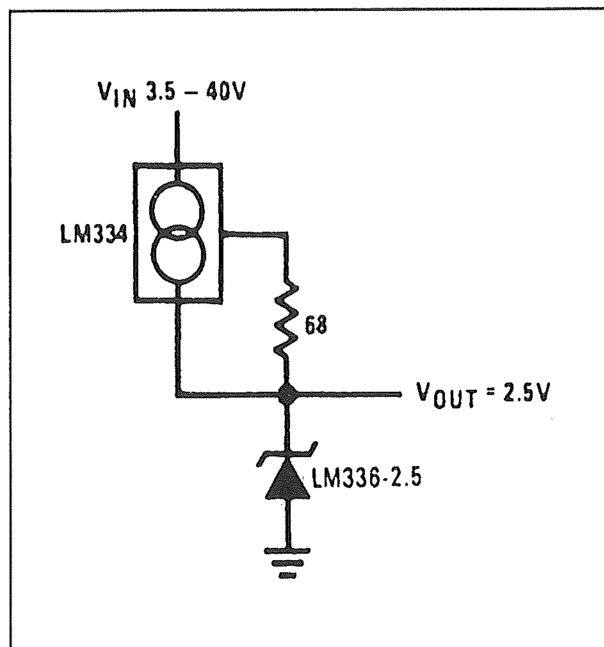
De spanning over de shunt-stabilisator wordt in belangrijke mate bepaald door de stroom die men door het onderdeel stuurt. Nu is deze stroom niet alleen afhankelijk van de waarde van de serieweerstand, maar ook van de grootte van de ongestabiliseerde spanning. Varieert deze erg, dan zal de spanning over de shuntstabilisator ook variëren, hetgeen uiteraard niet de bedoeling is.

Heeft men met een dergelijke praktijksituatie te maken, dan kan men gebruik maken van de schakeling die in figuur 3/14.7-10 is getekend. Hier wordt de serieweerstand vervangen door een stroombron van het type LM 334.

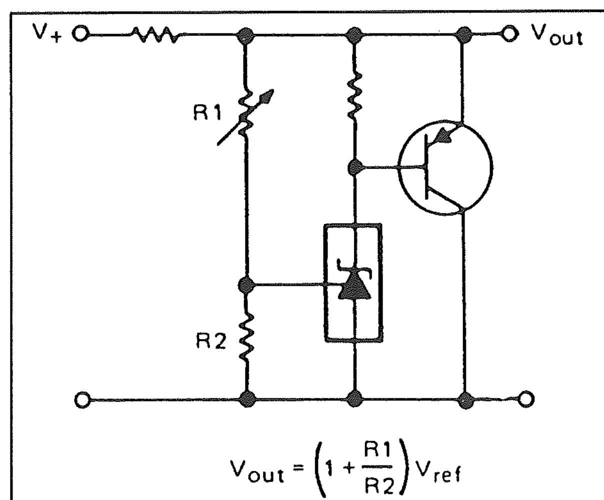
Het gevolg is dat de stroom die door de shunt-stabilisator (LM 336-2.5) wordt gestuurd nu onafhankelijk wordt van de grootte van de ongestabiliseerde span-

14.7 Theorie en praktijk van de shunt-stabilisatie

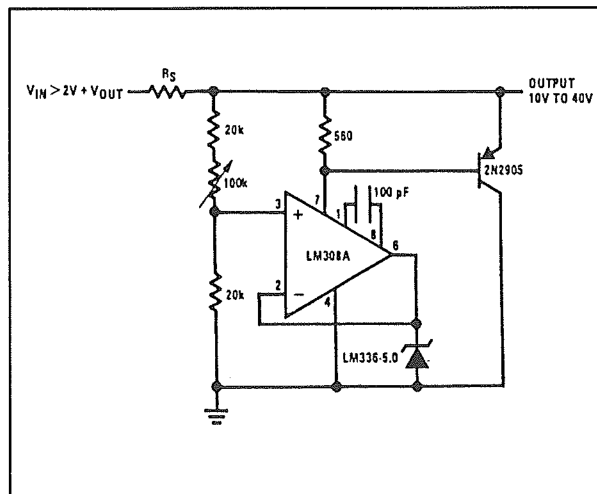
ning. Ook de uitgangsspanning zal dus niet beïnvloed worden door de variaties op de ingangsspanning.



Figuur 3/14.7-10: Het stabiliseren van de schakeling door het inschakelen van een constante stroombron.



Figuur 3/14.7-11: Het vergroten van de uitgangsstroom door het parallel schakelen van een externe transistor.



Figuur 3/14.7-12: Een veel betere schakeling voor het vergroten van de uitgangsstroom.

Het vergroten van de uitgangsstroom

Shunt-stabilisatoren kunnen zélf maar weinig stroom opnemen. Men kan echter, door gebruik te maken van de schakeling van figuur 3/14.7-11, de uitgangsstroom vergroten door een externe transistor parallel over de uitgang te schakelen.

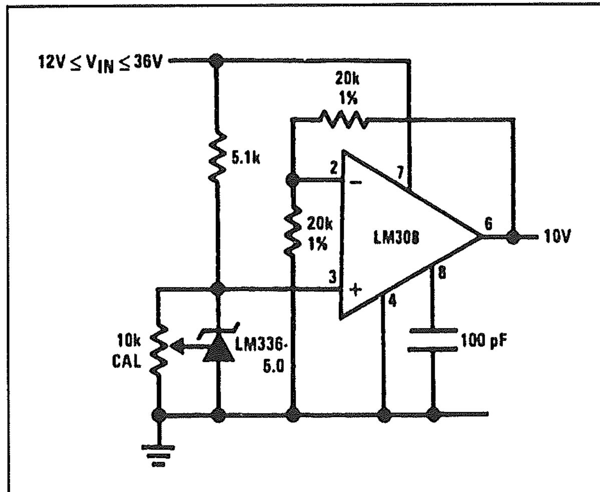
De uitgangsspanning van de voeding wordt nu niet alleen bepaald door de reverse breakdown voltage van de shunt-stabilisator V_{ref}, maar ook door de verhouding tussen de weerstanden R1 en R2.

In figuur 3/14.7-12 is dit principe nog verder uitgewerkt. Nu wordt een operationele versterker ingeschakeld om de stabilisatie-factor van de schakeling te vergroten.

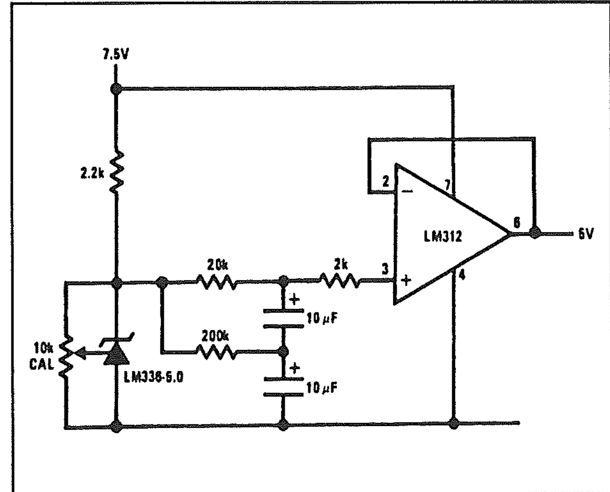
De operationele versterker vergelijkt de spanningen tussen zijn twee ingangen en zal de uitgangstransistor zover in geleiding sturen tot beide spanningen aan elkaar gelijk zijn.

Een belangrijk voordeel van deze schakeling is dat de ongestabiliseerde ingangsspanning slechts 2 V groter moet zijn dan de gestabiliseerde uitgangsspanning.

14.7 Theorie en praktijk van de shunt-stabilisatie



Figuur 3/14.7-13: Een shunt-stabilisator kan gebruikt worden als spanningsreferentie.



Figuur 3/14.7-14: Een laagdoorlaatfilter minimaliseert de ruis op de uitgangsspanning.

Er valt dus, zelfs bij grote stromen, niet erg veel vermogen over de noodzakelijke serieweerstand R_S. Met behulp van de potentiometer van 100 kΩ kan men de uitgangsspanning instellen tussen 10 en 40 V.

De shunt-stabilisator als spanningsreferentie

In figuur 3/14.7-13 wordt een shunt-stabilisator gebruikt voor het opwekken van een +10,0 V grote referentiespanning.

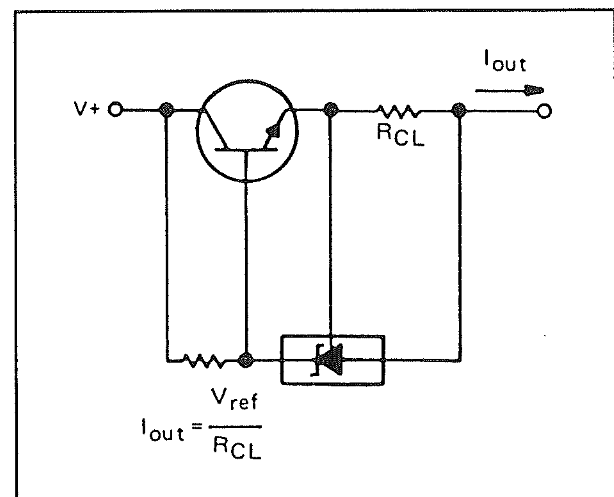
De standaard schakeling wordt gevolg door een operationele versterker, die de spanning over de shunt-stabilisator versterkt tot +10,0 V.
Met behulp van de 10 kΩ potentiometer kan men de uitgangsspanning afregelen.

Dit principe is verder uitgewerkt in het schema van figuur 3/14.7-14. Tussen de shunt-stabilisator en de ingang van de operationele versterker is een laagdoorlaat filtertje geschakeld, dat tot taak heeft de ruis op de shunt-spanning te minimaliseren.

Uiteraard doet men er zeer verstandig aan in de schema's van de figuren 3/14.7-13 en -14 de in figuur 3/14.7-9 voorgestelde dioden aan te brengen voor het minimaliseren van de temperatuurscoëfficiënt!

Toepassing als constante stroombron

Shunt-stabilisatoren lenen zich uitstekend voor allerlei toepassingen waarbij het noodzakelijk is een stroom te stabiliseren of op een maximale waarde te begrenzen.



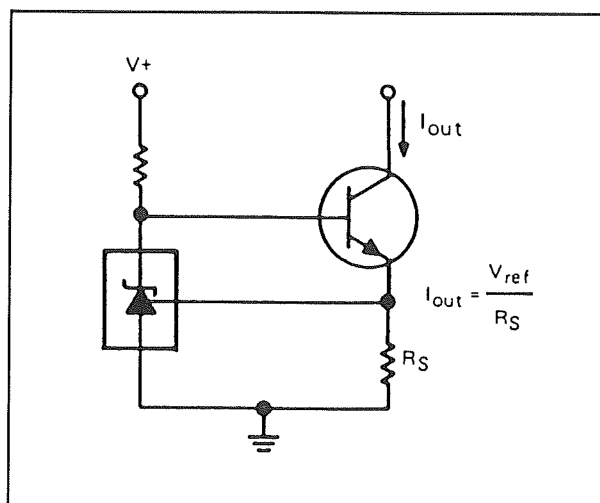
Figuur 3/14.7-15: Een constante stroombron.

14.7 Theorie en praktijk van de shunt-stabilisatie

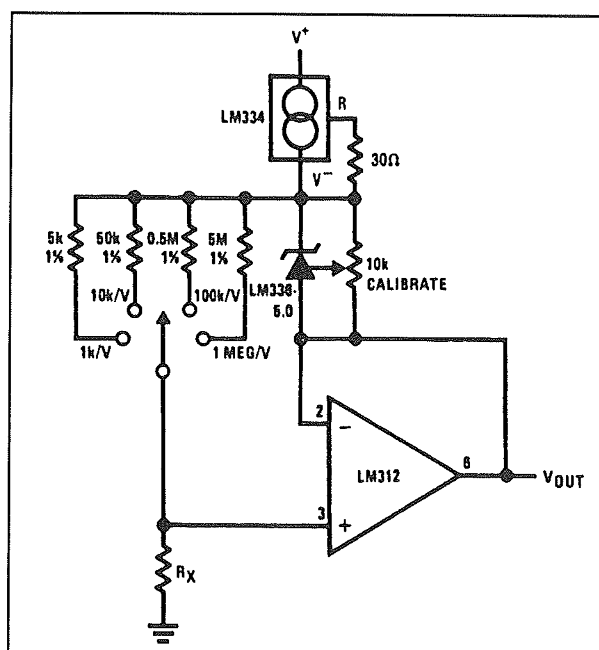
In figuur 3/14.7-15 wordt het schema getekend van een heel eenvoudige stroombron. De stroom die de schakeling levert is gelijk aan de waarde van de reverse breakdown voltage van de shunt-stabilisator, gedeeld door de waarde van de stroomsensor weerstand R_{CL}. Het zal duidelijk zijn dat men deze schakeling ook kan gebruiken als stroombegrenzer! De schakeling kan immers niet meer stroom leveren dan de ingestelde waarde. Op deze manier zou men bijvoorbeeld een experimenteervoeding heel eenvoudig kunnen beveiligen tegen kortsluiting!

In het schema van figuur 3/14.7-16 is een stroomsink getekend. Een stroomsink is een schakeling die een constante stroom opneemt in plaats van levert. Ook nu wordt de waarde van deze stroom weer gegeven door de verhouding tussen de reverse breakdown spanning en de sensorweerstand R_S.

Een minder voor de hand liggende toepassing van een constante stroombron is getekend in figuur 3/14.7-17. In dit schema wordt een door middel van een stroombron gestabiliseerde shuntstabilisator gebruikt voor het genereren van vier zeer nauwkeurige constante stromen in een verhouding van 1/10/100/1.000. Deze stromen worden door een onbekende weerstand R_X gestuurd en wekken over deze weerstand een spanning op die rechtstreeks evenredig is met de waarde van de onbekende weerstand. De operationele versterker is als buffer geschakeld, zodat de spanning over de onbekende weerstand ook op de uitgang terug te vinden is. Dit schema is dus niets anders dan een schakeling, waarmee men weerstanden op een digitale meter kan meten! De waarde van de onbekende weerstand wordt omgezet in een spanning met dezelfde numerieke waarde als de weerstandswaarde. Dit is een rechtstreeks gevolg van de 1/10/100/1.000 verhouding tussen de vier meetstromen en van de wet van Ohm!



Figuur 3/14.7-16: Met deze schakeling kan men een stroomsink opbouwen.



Figuur 3/14.7-17: Een schakeling waarmee men weerstanden kan meten met een digitale voltmeter.

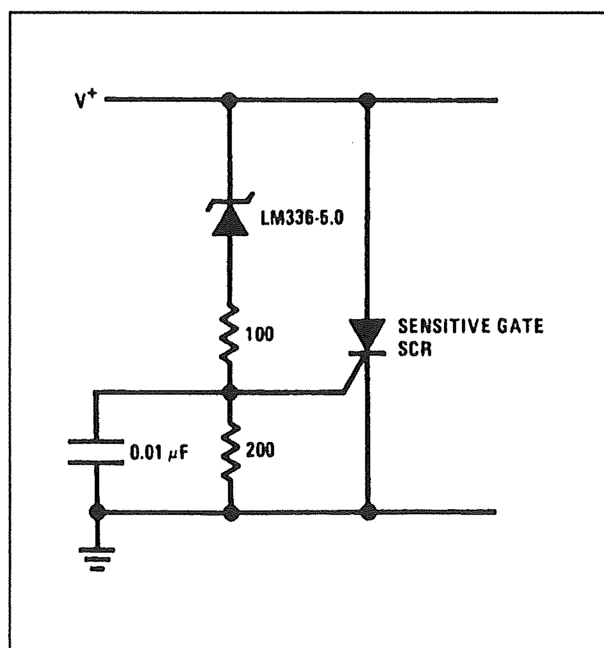
14.7 Theorie en praktijk van de shunt-stabilisatie

Schakelingen voor spanningsbewaking
Spanningsbewaking wordt vaak bij +5 V voedingen toegepast die uitgebreide TTL-schakelingen van spanning voorzien.
Als een dergelijke voeding defect zou gaan, waardoor de uitgangsspanning veel groter wordt dan +5 V, is de ramp niet te overzien. TTL-IC's gaan immers gegarandeerd stuk als de voedingsspanning groter wordt dan +7,5 V. Door nu de uitgangsspanning van de voeding te bewaken kan men maatregelen treffen als zo'n situatie zich zou voordoen. Dergelijke schakelingen hebben zelfs een speciale naam: crowbar schakelingen.
Shunt-stabilisatoren bieden hun diensten aan voor het samenstellen van dergelijke crowbar schakelingen!

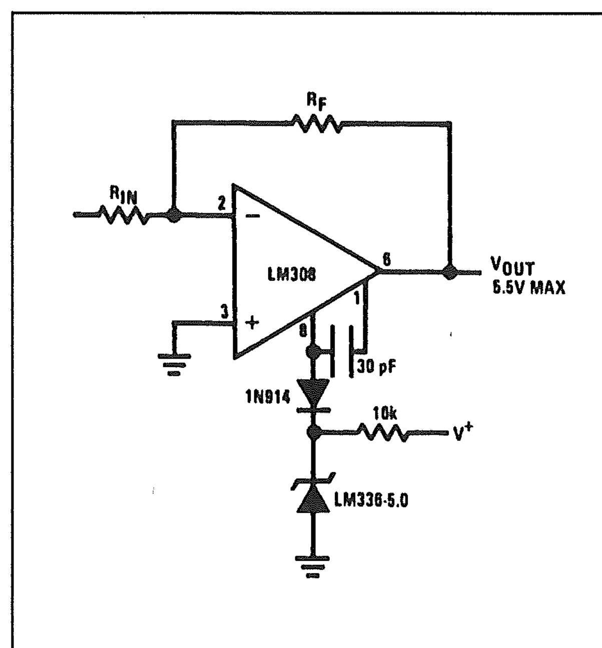
Een eenvoudig voorbeeld is getekend in figuur 3/14.7-18.

De shunt-stabilisator LM 336-5.0 stuurt de gate van een gevoelige thyristor, die over de +5 V van de voeding is geschakeld. Zolang de voedingsspanning kleiner blijft dan +5,6 V zal de thyristor sperren. Wordt de uitgangsspanning echter groter, dan wordt de gate van de thyristor gestuurd. Het onderdeel gaat geleiden en sluit de uitgang van de voeding kort. Het gevolg is dat de zekering in de voeding doorbrandt, hetgeen in ieder geval minder erg is dan dat tientallen TTL-IC's het loodje leggen!

In figuur 3/14.7-19 is een operationele versterker getekend, waarvan de uitgangsspanning door het effect van een shunt-stabilisator niet groter kan worden dan 5,5 V. Met een dergelijke schakeling kan men dus op een eenvoudige manier een begrenzer samenstellen. Let wel dat deze schakeling niet gebruikt kan worden bij gelijk welke operationele versterker. Aanbevolen wordt een LM 308 toe te passen.



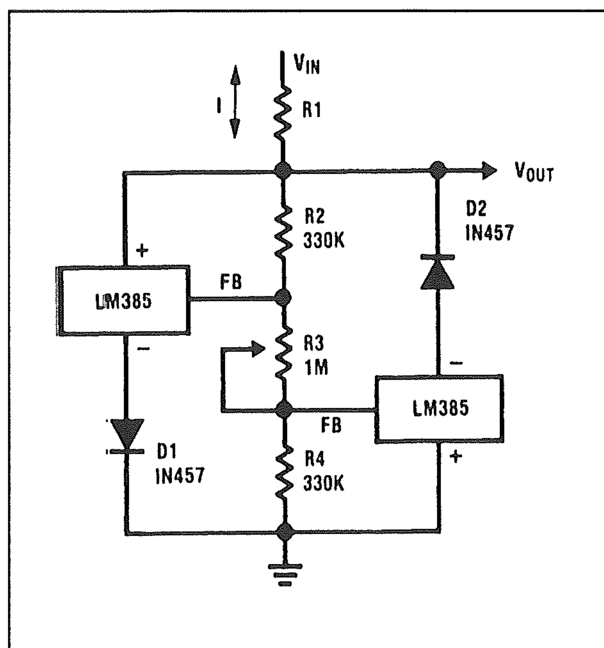
Figuur 3/14.7-18: Een crowbar schakeling beveiligt een +5 V voeding tegen overspanning.



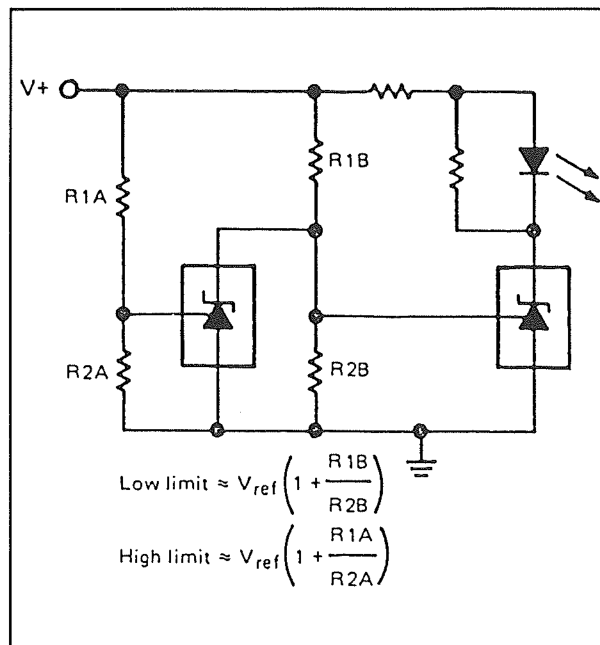
Figuur 3/14.7-19: Een shunt-stabilisator begrenst de uitgangsspanning van een operationele versterker.

14.7 Theorie en praktijk van de shunt-stabilisatie

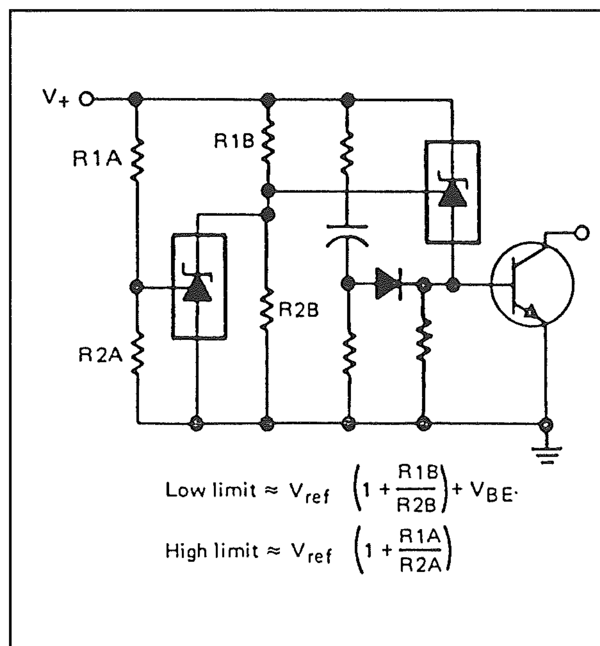
Clamp-schakelingen zijn schakelingen die ervoor zorgen dat de spanning op een bepaald punt niet groter of niet kleiner kan worden dan een bepaalde waarde. De schakeling van figuur 3/14.7-19 is dus in feite een clamp.
Maar shunt-stabilisatoren kunnen ingezet worden voor het realiseren van volmaakte symmetrische clamp-kringen. Als voorbeeld wordt verwezen naar de schakeling van figuur 3/14.7-20.
Twee shunt-stabilisatoren van het type LM 385 zorgen ervoor dat de uitgangsspanning steeds tussen symmetrische grenzen blijft. Deze grenzen zijn in te stellen tussen +/-2,4 V en +/-6,0 V met behulp van één potentiometer.
De waarde van de weerstand R1 is afhankelijk van de maximale waarde van de ingangsspanning V_{IN} en moet zo berekend worden dat de maximale stroom van de gebruikte shunt-stabilisatoren niet overschreden wordt.



Figuur 3/14.7-20: Twee shunt-stabilisatoren vormen een ideale symmetrische en instelbare clamp-kring.



Figuur 3/14.7-21: Een spannings-monitor die een LED laat branden als een spanning buiten twee referentiewaarden valt.



Figuur 3/14.7-22: Een spannings-monitor stuurt een open-collector transistor in geleiding als een spanning buiten twee grenzen valt.

14.7 Theorie en praktijk van de shunt-stabilisatie

In figuur 3/14.7-21 is een schakeling getekend die een LED in geleiding stuurt als een spanning V_+ kleiner of groter wordt dan twee instelbare referentie-waarden. De twee referenties, "low limit" en "high limit" genoemd, kunnen berekend worden met de in de figuur aanwezige formules. Hierbij staat V_{REF} uiteraard weer voor de reverse breakdown voltage van de gebruikte shunt-stabilisatoren.

In figuur 3/14.7-22 is een soortgelijke schakeling getekend. Maar nu wordt geen LED gestuurd, maar wordt een open-collector transistor in geleiding gestuurd als de spanning V_+ groter wordt dan de "high limit" of kleiner wordt dan de "low limit". Ook nu kunnen deze limieten heel eenvoudig en onafhankelijk van elkaar ingesteld worden door het berekenen van vier weerstandjes.

14.7 Theorie en praktijk van de shunt-stabilisatie

3/14.8

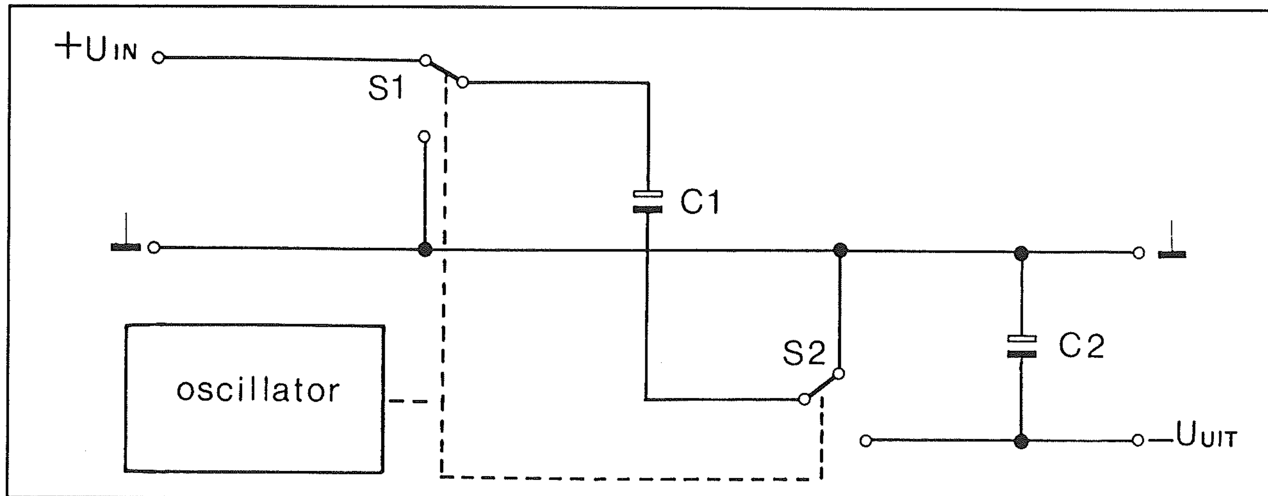
Theorie en praktijk van DC/DC omvormers

Inleiding

Batterijgevoede apparatuur
Dank zij het steeds hoger wordend rendement van geïntegreerde schakelingen slaagt men er in steeds complexere apparatuur uit batterijen te voeden.
Mooiste voorbeeld zijn de "laptop's" en de "notebook's", volwaardige computers die op dit moment uren kunnen werken op een 8,4 V NiCad-batterij. Dat zou vier jaar geleden niet mogelijk zijn geweest!
Maar bij deze batterijvoeding doet zich één groot probleem voor. De meeste schakelingen hebben meer dan een voedingsspanning nodig. Digitale schakelingen kunnen wel werken met een enkelvoudige +5 V voeding, maar de minste of geringste aanwezigheid van analoge elektronica in een schakeling heeft tot gevolg dat men een spanning van +12 tot +15 V ter beschikking moet hebben. Vaak werkt analoge elektronica zelfs met twee symmetrische voedingsspanningen, bijvoorbeeld +/-12 V.
Gecombineerde schakelingen hebben dus in de meeste gevallen behoefte aan drie voedingsspanningen, namelijk +5 V, +12 V en -12 V. Het zal duidelijk zijn dat het absoluut onmogelijk en onpraktisch is om deze drie spanningen uit drie batterijen af te leiden! De apparatuur zou niet alleen veel te groot worden, maar de batterijkosten zouden een niet onaanzienlijk deel van de totale materiaalkosten gaan uitmaken!

Rendementsproblemen
Men zou zich nu kunnen voorstellen dat de drie genoemde spanningen met enige moeite uit een enkele 12 V batterij af te leiden zijn. In principe kan dat ook, maar dan doet zich een groot rendementsprobleem voor. Als men namelijk de +5 V voor de digitale IC's uit een 12 V batterij zou betrekken, dan zou er tussen de batterij en de +5 V voeding een geïntegreerde +5 V stabilisator moeten staan.
Over dit onderdeel zou dan niet minder dan 7 V vallen. Als het apparaat een gemiddelde stroom van 1 A zou verbruiken, dan zou er dus in de stabilisator niet minder dan 7 W verloren gaan! Zeven kostbare Watt's die door de batterij geleverd moeten worden en die alleen in warmte opgaan! De gebruiksduur van een batterijlading zou met meer dan de helft gereduceerd worden.

DC/DC omvormers als oplossing
Bovendien moet een 12 V batterij samengesteld worden uit NiCad-cellen die ieder een spanning van slechts 1,24 V genereren. Men zou dus niet minder dan tien cellen nodig hebben, die heel wat plaats in de "draagbare" apparatuur zouden innemen.



Figuur 3/14.8-1: Het basisschema van een pomp-omzetter.

Bovendien zijn deze NiCad-cellen zeer duur, waardoor de prijs van de apparatuur opgevoerd zou worden.
Al deze problemen kunnen economisch en eenvoudig opgelost worden door in de voeding gebruik te maken van DC/DC omvormers.
Deze schakelingen kunnen uit een lage batterijspanning een veel hogere voedingsspanning afleiden, maar net zo gemakkelijk uit een positieve batterijspanning een negatieve voedingsspanning genereren.
Bovendien werken deze schakelingen met een zeer hoog rendement, zodat nauwelijks kostbare batterij-energie verloren gaat.
Dank zij deze DC/DC omvormers is het mogelijk een draagbare computer uit slechts zeven NiCad-cellen van 1,24 V te voeden.

Principes
DC/DC omvormers werken volgens twee principes:
- het pomp-principe
  hierbij wordt energie van de ene condensator in de andere "gepompt", waardoor het heel eenvoudig mogelijk is een positieve spanning om te zetten in een even grote negatieve spanning;
- het opslingering-principe
  hierbij wordt elektrische energie eerst omgezet in magnetische energie en nadien weer in elektrische, zodat het mogelijk is een lage gelijkspanning in een hogere om te zetten.

Beide principes zullen nu in het kort besproken worden, waarna een aantal praktische voorbeeldschakelingen wordt beschreven.

Het pomp-principe

Principe
Bij het pomp-principe wordt vanuit de voedingsspanning elektrische lading overgebracht op een condensator. Nadien wordt deze condensator door middel van elektronische schakelaars parallel geschakeld aan een tweede condensator. De lading wordt dan van de ene in de andere condensator gepompt.
Door de elektronische schakelaars nu zo tussen beide condensatoren aan te bren-

14.8 Theorie en praktijk van DC/DC omvormers

gen dat de tweede wordt omgepoold, ontstaat uit de positieve voedingsspanning een negatieve even grote hulpspanning.

Het basisschema
Alle DC/DC omzetters van het pompprincipe werken in basis volgens het schema dat in figuur 3/14.8-1 is getekend.

Een oscillator die een vierkantsgolf genereert stuurt de twee elektronisch omschakelaars S1 en S2. Als de uitgangsspanning van de generator "H" is staan deze schakelaars in de getekende stand. De condensator C1 wordt nu met de positieve voeding en de massa verbonden en zal zich dus zeer snel opladen tot de voedingsspanning. De elektronische schakelaars hebben immers een zeer lage inwendige weerstand. Als de uitgangsspanning van de oscillator "L" wordt, zullen de twee schakelaars omschakelen.
De positieve pool van de condensator C1 wordt nu verbonden met de massa, de negatieve pool gaat via S2 naar de negatieve pool van de condensator C2. De positieve pool van dit onderdeel staat op massapotentiaal. Het gevolg is dat beide condensatoren parallel worden geschakeld en dat de lading van C1 zich over beide condensatoren verdeeld. Een tweede gevolg is dat op de uitgang van de schakeling een negatieve spanning ontstaat ten opzichte van de massa! Door het verdelen van de lading zal de spanning over de condensatoren terug vallen tot ongeveer de helft van de waarde van de voedingsspanning. Dit uiteraard in de veronderstelling dat beide condensatoren even groot zijn.
Bij de volgende positieve periode van de oscillator schakelen de schakelaars weer om en wordt het spanningsverlies over C1 aangevuld uit de voeding.

Als de schakelaars weer omschakelen zal de vol geladen condensator C1 een deel van zijn lading overdragen op de half geladen C2.
Het gevolg is dat de spanning over beide condensatoren zich nu instelt op een waarde ergens tussen de halve en de volle voedingsspanning.

Het zal duidelijk zijn dat de spanning over de condensator C2 na iedere periode van de oscillator iets groter wordt. Na een aantal perioden is de spanning over C2 gestegen tot ongeveer de waarde van de voedingsspanning, maar dan uiteraard met negatieve polariteit.

Op deze wel zeer eenvoudige manier kan men uit een positieve batterijspanning een negatieve voedingspanning afleiden, die ongeveer in absolute waarde even groot is!

Beperkingen
In theorie lijkt de pomp-omzetter een ideale schakeling.
Zolang de uitgang niet belast wordt is dat inderdaad het geval. Maar uiteraard is het de bedoeling dat de schakeling stroom gaat leveren! En deze stroom moet in eerste instantie door de condensator C2 geleverd worden! Het zal dus duidelijk zijn dat de spanning over dit onderdeel gaat dalen. Deze spanningsdaling kan alleen aangevuld worden door de condensator C1 vele malen per seconde te laten pompen tussen de positieve voeding en de condensator C2.
De oscillator moet dus op een tamelijk hoge frequentie werken om het spanningsverlies over C2 niet al te groot te laten worden. Een richtwaarde, die door vele IC-fabrikanten wordt aangehouden, is 10 kHz.

De elektronische schakelaars worden in de meeste gevallen uitgevoerd in MOS-technologie en wel onder de vorm van P- en N-kanaals MOSFET's. Hoewel deze transistoren in "gesloten" toestand een zeer geringe weerstand hebben is deze weerstand uiteraard niet gelijk aan nul. Het gevolg is dat de pompstromen die door de MOSFET's vloeien over de inwendige weerstanden spanningen opwekken. Deze spanningen worden groter als de negatieve uitgang van de omvormer belast wordt. Het gevolg is dat er spanningsverlies in het IC ontstaat en dat de negatieve uitgangsspanning niet meer in absolute waarde gelijk is aan de positieve voedingsspanning. Pomp-omvormers zijn dus geen gestabiliseerde voedingen en leveren een negatieve uitgangsspanning die niet alleen een relatief grote rimpel vertoont, maar bovendien in elkaar stort als de schakeling belast wordt. Voor kritischer toepassingen is het dus absoluut noodzakelijk na de pomp-omvormer een negatieve low-drop stabilisator op te nemen!

Ondanks deze bezwaren (die overigens gelden voor ieder voedings-IC) zijn pomp-omvormers heel handige schakelingen die steeds meer in batterij gevoede apparatuur worden aangetroffen.

Het opslingering-principe

Principe

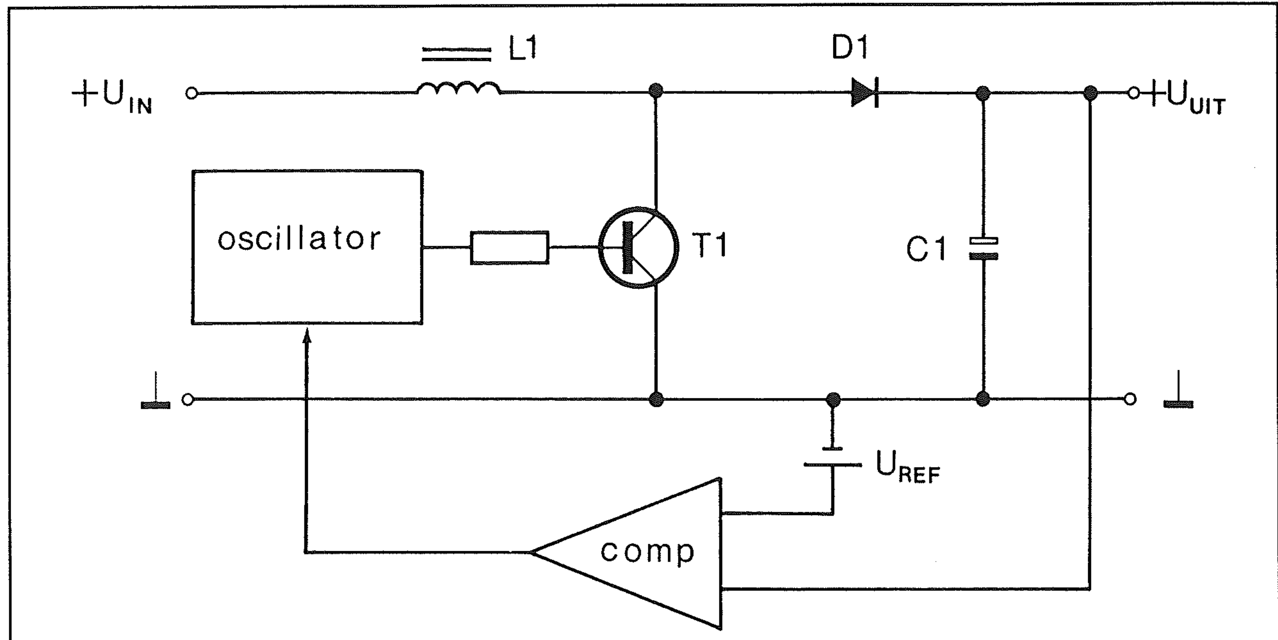
Bij dit type omvormers wordt elektrische energie in een spoel met ijzerkern opgeslagen.
Nadien wordt deze energie via een diode overgedragen op een condensator. Bij het overdragen van de energie loopt er een grote stroom door de spoel. Het gevolg is dat er in de spoel en de kern een sterk magnetisch veld ontstaat. Dit veld genereert een hoge spanning in de spoel en het is deze hoge spanning die via de diode naar de condensator wordt getransporteerd.
De condensator wordt dus opgeladen tot een spanning die veel hoger is dan de beschikbare voedingsspanning!
Uit deze korte beschrijving van het werkingsprincipe zal duidelijk zijn dat dit type omvormers ideaal is om uit een lage batterijspanning een veel hogere voedingsspanning af te leiden.

Het basisschema

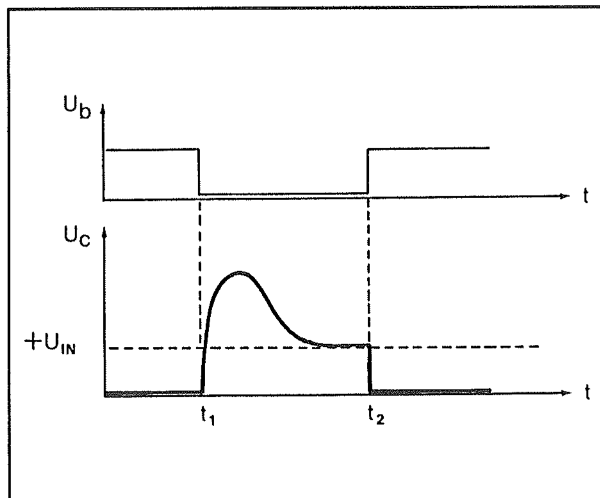
Het basisschema van een opslingerende omvormer is getekend in figuur 3/14.8-2. De werking wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/14.8-3.

De positieve ingangsspanning wordt aangesloten op de serieschakeling van een spoel L1 en een transistor T1. De transistor word gestuurd uit een oscillator, die een vierkantsgolf genereert.
Als de transistor in geleiding wordt gestuurd (tijdstip voor t_1) zal de collector zich op het massapotentiaal bevinden. De spoel L1 wordt nu als het ware kortgesloten tussen de massa en de positieve ingangsspanning. Er vloeit een grote stroom door de spoel, die in de ijzeren kern van de spoel een sterk magnetisch veld opbouwt.
Deze toestand is stabiel. Als de transistor in sper wordt gestuurd (tijdstip t_1) zal de stroom door de spoel plotseling wegvallen. Het magnetisch veld in de kern van de spoel valt dan ook weg, maar dit heeft tot gevolg dat de windingen van de spoel zich even in een sterk variërend magnetisch veld bevinden.

14.8 Theorie en praktijk van DC/DC omvormers



Figuur 3/14.8-2: Het basisschema van een opslingerende DC/DC omzetter.



Figuur 3/14.8-3: De werking van het opslingering-principe grafisch toegelicht.

Met als resultaat dat in deze windingen een inductiespanning wordt opgewekt, die vele malen groter kan zijn dan de beschikbare voedingsspanning. Deze grote positieve spanning stuurt de diode D1 in geleiding.
Er gaat een stroom vloeien door de serieschakeling van de spoel L1, de diode D1 en de condensator C1. Deze stroom laadt de condensator C1 op tot een spanning $+U_{UIT}$, die groter is dan de beschikbare voedingsspanning. Deze stroom heeft echter tot gevolg dat de in de kern van de spoel opgestapelde magnetische energie afneemt. Het resultaat is dat de inductiespanning daalt en bijgevolg ook de stroom. Na enige tijd is de spanning op de collector weer gedaald tot de waarde van de voedingsspanning $+U_{IN}$ en is het systeem weer in rust.
Van zodra de spanning op de collector kleiner wordt dan de spanning over de condensator C1 gaat de diode D1 sperren en valt de stroom door de spoel helemaal weg.
Op tijdstip t_2 wordt de transistor weer in verzadiging gestuurd en herhaalt het beschreven proces zich.

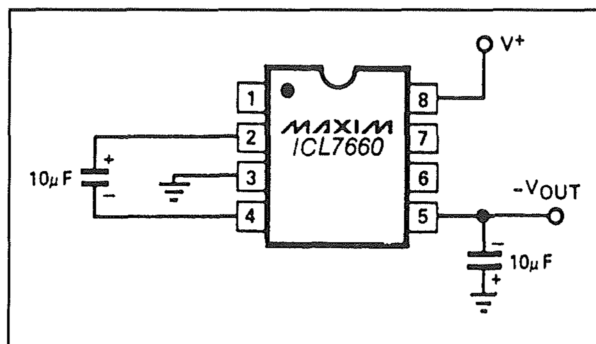
Regelsysteem noodzakelijk!
De inductiespanning die in de spoel wordt gegenereerd kan, zoals beschreven, vele malen groter zijn dan de ingangsspanning. De condensator laadt zich op

tot de topwaarde van deze inductiespanning. Het gevolg is dat, zonder speciale maatregelen, op de uitgang korte maar zeer hoge spanningspieken kunnen ontstaan. Deze pieken zouden de schakelingen, die uit de omzetter gevoed worden, kunnen beschadigen. Vandaar dat het absoluut noodzakelijk is dat een regelsysteem wordt ingevoerd dat ervoor zorgt dat de spanning over de condensator niet boven een maximale waarde kan stijgen.
Dat regelsysteem werkt als volgt. Een comparator vergelijkt de spanning over de condensator C1 met een referentiespanning. De oscillator is uitgevoerd als pulsbreedte gemoduleerde schakeling. Dat wil zeggen dat de AAN/UIT-verhouding van de oscillator bestuurd kan worden door het aanleggen van een regelspanning op de oscillator.
De comparator vergelijkt de uitgangsspanning met de referentiespanning en stuurt aan de hand van deze vergelijking de AAN/UIT-verhouding van de oscillator zodanig, dat de uitgangsspanning nooit een bepaalde maximale waarde kan overschrijden.
Uit de grafiek van figuur 3/14.8-3 volgt immers duidelijk dat de hoge inductiespanning over de spoel niet plotseling ontstaat na het wegvallen van de collectorstroom. Deze spanning heeft een vrij grote stijgtijd. Als de uitgangsspanning te groot zou willen worden volstaat het op dat moment de transistor weer in geleiding te sturen. De collectorspanning wordt dan onmiddellijk 0 V, de diode D1 gaat sperren en de condensatorspanning kan niet verder stijgen.

Nadeel van de opslingerende omvormer
Het grote nadeel van de opslingerende omvormer is dat er een vrij grote spoel in de schakeling noodzakelijk is. Deze neemt kostbare ruimte in en is bovendien vrij duur. Dit nadeel weegt echter absoluut niet op tegen de mogelijkheden van de schakeling. Het is zonder meer mogelijk uit een batterijspanning van +5 V een voedingsspanning van +25 V af te leiden!

De praktijk van de pomp-omzetter

Basisschakeling
De basisschakeling van een pomp-omzetter is getekend in figuur 3/14.8-4.



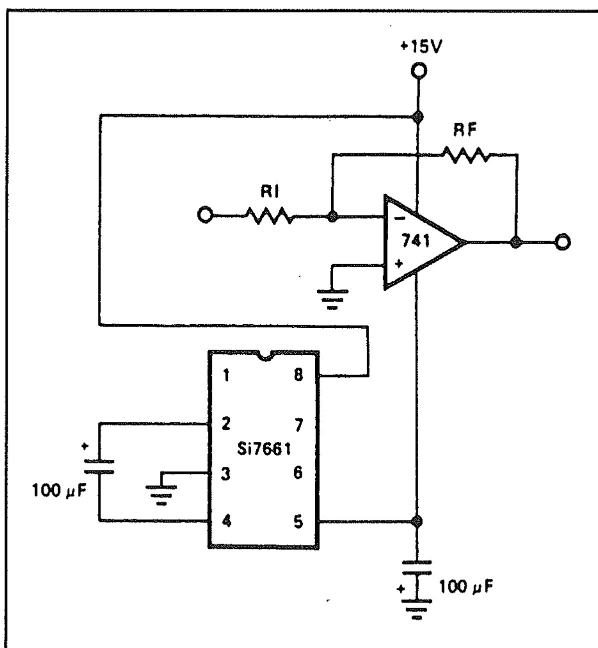
Figuur 3/14.8-4: De basisschakeling rond een pomp-omzetter.

De noodzakelijke oscillator is in het IC aanwezig, zodat men alleen de twee condensatoren extern moet aansluiten.
De als voorbeeld behandelde ICL 7660 wordt door Maxim op de markt gebracht, maar wordt met diverse coderingen waar altijd de combinatie 7660 in voorkomt ook door tal van andere fabrikanten aangeboden.
De schakeling kan gevoed worden met een spanning tussen +1,5 V en +10,0 V en zet deze spanning keurig om in een negatieve spanning met dezelfde absolute waarde. Het IC heeft op pen 6 een LV-

14.8 Theorie en praktijk van DC/DC omvormers

ingang. Deze pen moet met de massa verbonden worden als de ingangsspanning lager is dan +3,0 V. Het is echter absoluut verboden deze pen naar de massa te trekken als de ingangsspanning groter is dan +3,0 V. De schakeling wordt vernield!

De interne oscillator werkt op een frequentie van ongeveer 10 kHz. Deze frequentie kan echter verlaagd worden door een condensator aan te sluiten tussen de OCS-ingang op pen 7 en de voedingsspanning.
Dit wordt aanbevolen als de negatieve uitgang met stromen in het µA-bereik belast wordt. Het is dan nergens voor nodig 10.000 keer per seconde te pompen en het rendement van de schakeling stijgt bij dalende frequentie. Door een externe condensator van 1 nF op de beschreven manier aan te sluiten daalt de schakelfrequentie tot ongeveer 100 Hz.

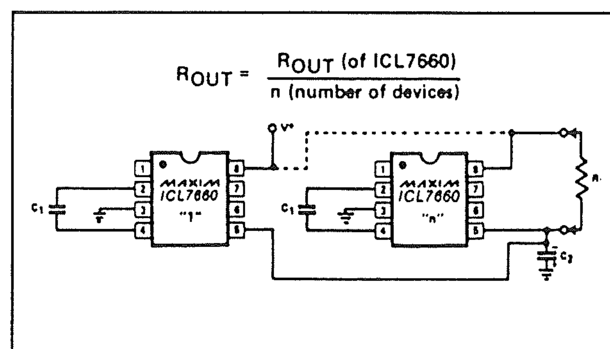


Figuur 3/14.8-5: Voorbeeldschakeling, waarbij een 7661 wordt gebruikt voor het symmetrisch voeden van een operationele versterker.

In figuur 3/14.8-5 is een voorbeeldschakeling getekend, waaruit duidelijk blijkt hoe eenvoudig een operationele versterker symmetrisch gevoed kan worden uit slechts één positieve voedingsspanning. De +15 V voedt de positieve U_b van de op-amp. De negatieve U_b wordt opgewekt door een pomp-omzetter, in dit voorbeeld van het type 7661.

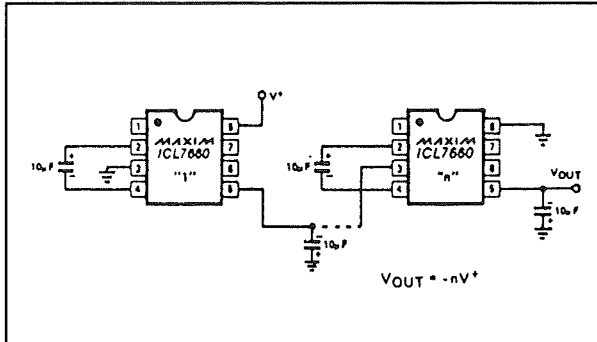
Verhogen van de uitgangsstroom
De 7660 heeft een uitgangsimpedantie op de negatieve voedingsspanning van ongeveer 50 Ω. Hetgeen tot gevolg heeft dat de gegenereerde negatieve spanning met 0,5 V daalt per 10 mA belasting. Is dat niet acceptabel, dan kan men de inwendige weerstand van de negatieve voeding reduceren door verschillend identieke schakelingen parallel te schakelen. Hoe dat moet is getekend in figuur 3/14.8-6.

Iedere omzetter heeft een eigen C1, maar er is slechts één gemeenschappelijke C2. De schakelaars van de individuele IC's pompen nu gemeenschappelijk lading naar deze condensator, zodat de inwendige weerstand van de negatieve voedingsspanning daalt.

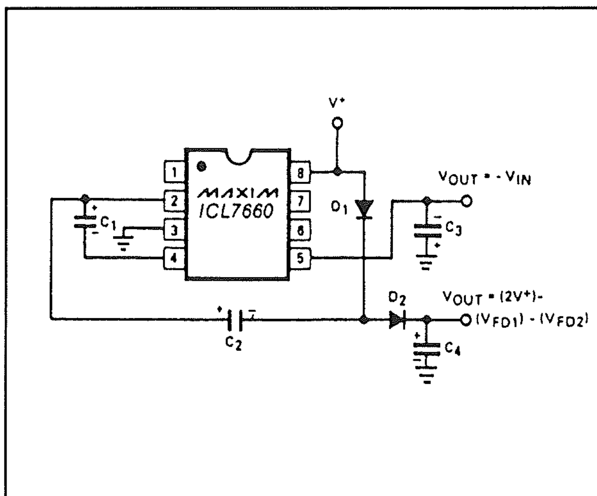


Figuur 3/14.8-6: Het parallel schakelen van identieke omvormers verlaagt de inwendige weerstand van de negatieve voedingsspanning.

14.8 Theorie en praktijk van DC/DC omvormers



Figuur 3/14.8-7: Het cascaderen van identieke schakelingen voor het opvoeren van de negatieve uitgangsspanning.



Figuur 3/14.8-8: Een pomp-omzetter met twee uitgangsspanningen.

Hogere negatieve uitgangsspanning

Het kan uiteraard gebeuren dat men uit een batterijspanning van +8,4 V een negatieve spanning van -15 V moet afleiden. Men zou dan in eerste instantie denken aan het inschakelen van een opslingerende omzetter. Maar het kan ook met pompschakelingen en wel door twee identieke schakelingen in cascade te schakelen. Het principe van deze schakeling is getekend in figuur 3/14.8-7.
De linker omzetter is geschakeld als standaard omvormer. De rechter schakeling is echter losgekoppeld van de massa en wordt verbonden met de negatieve uitgangsspanning van de eerste omvormer. Het gevolg is dat de condensator C1 van deze omvormer nu niet tussen de positieve voeding en de massa wordt opgeladen, maar tussen de positieve voeding en de negatieve uitgang van de linker omvormer. De condensator laadt zich dus op tot de dubbel spanning en zal deze dubbele spanning ook naar de uitgangscondensator pompen. Het gevolg is dat de uitgangsspanning ongeveer gelijk is aan -(2 x de positieve voedingsspanning).
Het zal echter wel zonder nadere uitleg duidelijk zijn dat de impedantie van de verhoogde negatieve uitgangsspanning toeneemt!

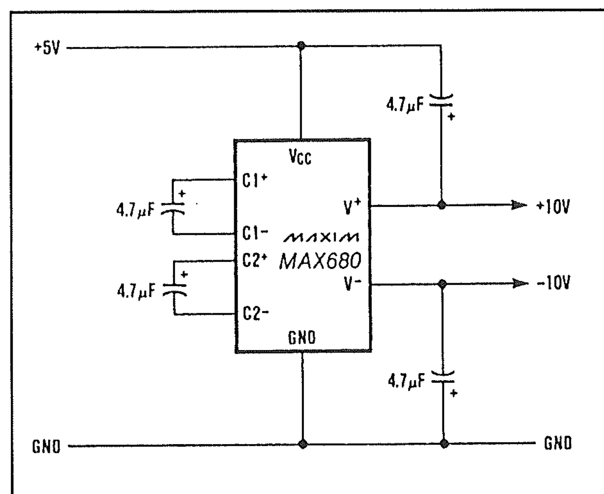
Spanningsverdubbeling

Met enige extra externe componenten kan men een en dezelfde pomp-omzetter gebruiken voor het genereren van een negatieve uitgangsspanning en van een verdubbelde positieve uitgangsspanning. Het basisschema van deze handige toepassing is getekend in figuur 3/14.8-8.
In principe is het dus met deze schakeling mogelijk uit een batterijspanning van 9 V zowel een spanning van -9 V als een spanning van +16,6 V op te wekken. De impedantie van deze verdubbelde ingangsspanning is echter vrij hoog en deze uitgang mag nauwelijks belast worden!

Symmetrische pomp-omzetter

Door Maxim wordt onder codering MAX 680 een zeer interessante pomp-omzetter aangeboden.
Met deze schakeling kan men uit een batterijspanning van 5 V twee symmetrische spanningen van +/-10 V genereren. Het basisschema van dit IC is getekend in figuur 3/14.8-9.

14.8 Theorie en praktijk van DC/DC omvormers



Figuur 3/14.8-9: De symmetrische pomp-omvormer MAX 680.

Het IC kan gevoed worden met een ingangsspanning tussen +2,0 V en +6,2 V en levert op beide uitgangen spanningen af die precies (in onbelaste toestand) het dubbele zijn van de ingangsspanning. Beide uitgangen kunnen met 10 mA belast worden, waarbij het rendement van de schakeling gelijk is aan 95 %. De interne oscillator werkt op een frequentie van 4 tot 8 kHz.

De praktijk van de opslingerende omzetter

Selectie

Er zijn vele opslingerende omvormers op de markt, die weliswaar allemaal volgens het beschreven basisprincipe werken, maar in detail van elkaar afwijken.
Bij deze praktische toepassingen wordt de MAX 630 van Maxim als voorbeeld genomen. Dit IC is een verbeterde versie van de 4191, een standaard schakeling die door diverse fabrikanten op de markt wordt gebracht. De MAX 630 kan gevoed worden met spanningen tussen +2,0 V en +16,5 V en heeft een uitgangsspanning die instelbaar is tussen +5 V en +15 V. De schakeling is voorzien van een interne bandgap-referentie met een eigen spanning van 1,31 V en bevat een MOSFET als schakelaar, die stromen tot 375 mA kan verwerken. Het IC kan ingezet worden in het bereik van 5 mW tot 5 W.
De schakeling heeft een zogenaamde "SHUT-DOWN"-ingang, waarmee het mogelijk is het IC uit te schakelen. Het eigen stroomverbruik daalt dan tot minder dan 1 µA.
De schakeling werkt met een interne oscillator die genereert op een frequentie tussen 100 Hz en 75 kHz en heeft een rendement van 85 %.

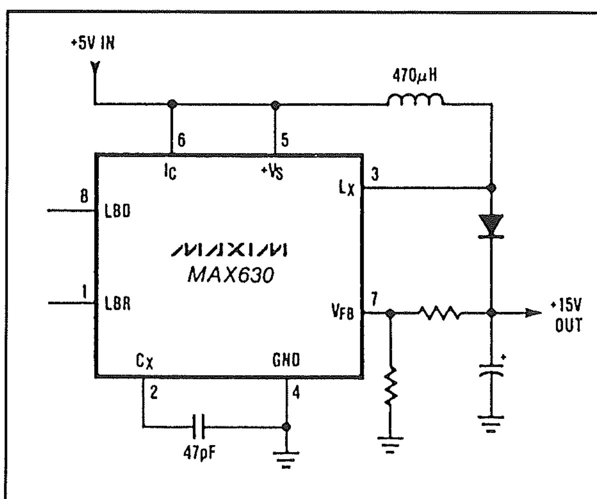
De MAX 630 heeft een aantal in- en uitgangen die een nadere toelichting verdienen.

- Pen 1, LBR:
  Dit is de "Low Battery Detection"-ingang. Als de spanning op deze ingang kleiner wordt dan 1,31 V zal de uitgang op pen 8 actief worden.
- Pen 2, C_X:
  De condensator tussen deze pen en de massa bepaalt de waarde van de oscillatorfrequentie. Een typische waarde is 47 pF voor een frequentie van 40 kHz.
- Pen 3, L_X:
  Op deze pen moet de externe spoel worden aangesloten. De interne MOSFET die deze spoel schakelt heeft een aan-weerstand van maximaal 4 Ω en kan piekstromen tot 525 mA verwerken.
- Pen 6, I_C:
  De schakeling gaat naar de shut-down modus als deze pen open is of wordt

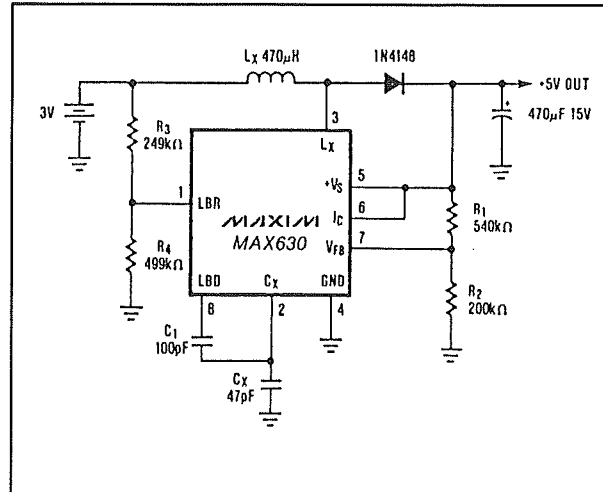
aangesloten op een spanning van minder dan 0,2 V.
Heeft men geen behoefte aan deze faciliteit, dan moet men deze pen met de voeding verbinden.

- Pen 7, V_{BF}:
  De waarde van de uitgangsspanning wordt bepaald door een externe weerstandsdeler tussen de uitgang, deze pen en de massa. Deze weerstandsdeler moet zo worden berekend dat bij de gewenste uitgangsspanning er een spanning van 1,31 V op pen 7 staat.
- Pen 8, LBD:
  Deze "Low Battery Detector"-uitgang is aangesloten op een open drain N-kanaal FET die een stroom van maximaal 600 µA kan opnemen als de LBR-ingang (pen 1) op een spanning van minder dan 1,31 V komt te staan.

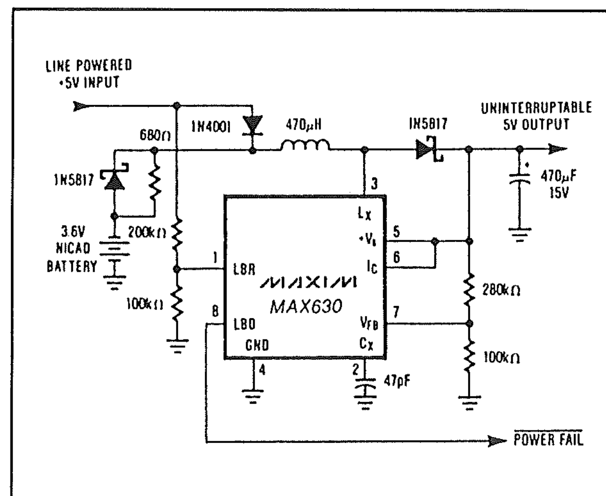
Standaard schakeling
De standaard schakeling rond de MAX 630 is getekend in figuur 3/14.8-10.
Met deze schakeling kan men een batterijspanning van +5 V omzetten in een voedingsspanning van +15 V.



Figuur 3/14.8-10: De standaard schakeling rond de MAX 630.



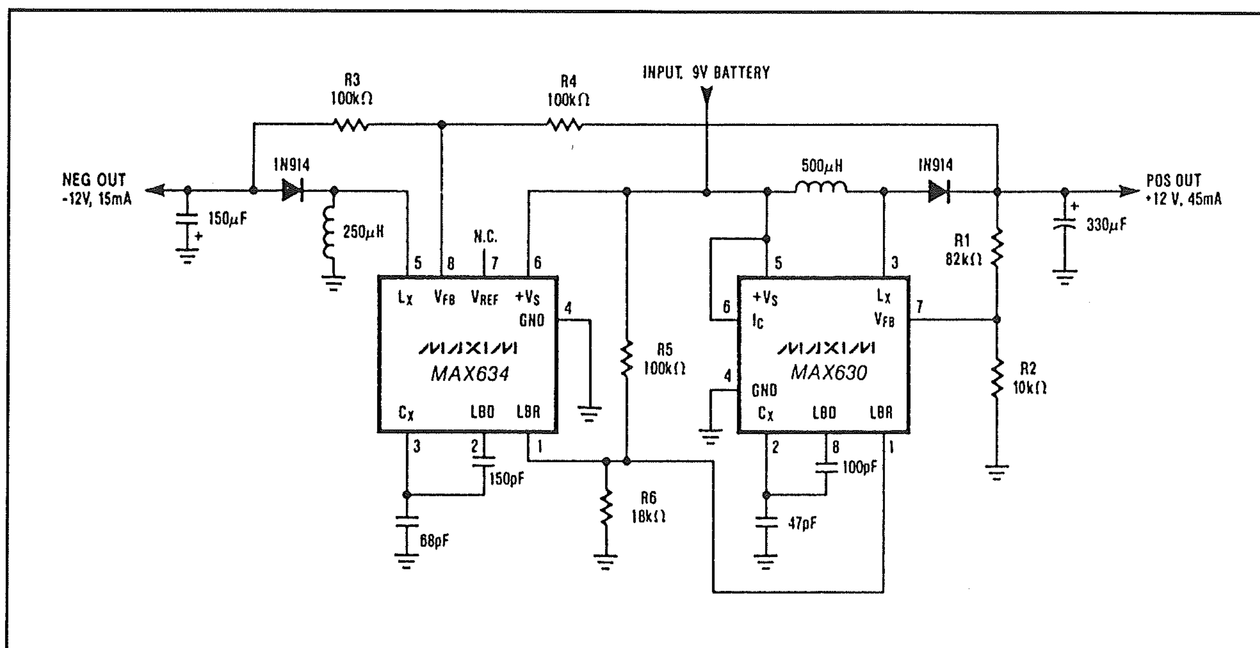
Figuur 3/14.8-11: Het oppeppen van een 3 V NiCad-spanning tot +5 V.



Figuur 3/14.8-12: Een ononderbreekbare +5 V voeding.

De uitgang kan met 20 mA belast worden en heeft een nauwkeurigheid van +/-1,5 % bij gebruik van 1 % weerstanden naar pen 7. De uitgangsspanning heeft een rimpel van ongeveer 50 mV bij maximale belasting.
Een tweede toepassing van het basisprincipe is getekend in figuur 3/14.8-11. Deze schakeling voert de 3,0 V van een NiCad-batterijtje op tot +5 V voor het voeden van TTL-schakelingen.

14.8 Theorie en praktijk van DC/DC omvormers



Figuur 3/14.8-13: Een symmetrische voeding uit een 9 V batterij.

De uitgang kan met 40 mA belast worden. De schakeling heeft een voorziening die de oscillatorfrequentie aanpast aan de grootte van de batterijspanning. De onderdelen R3, R4 en C1 zorgen ervoor dat de oscillatorfrequentie daalt als de batterijspanning lager wordt dan 2 V. Op deze manier wordt de +5 V op de uitgang gehandhaafd, doordat de piekstroom door de spoel vergroot wordt.

Niet onderbreekbare voeding

Vaak treft men in schakelingen onderdelen aan, die altijd met de voedingsspanning verbonden moeten blijven. Dat kan bijvoorbeeld een klein RAM-geheugen zijn, waarin systeemgegevens zijn opgeslagen die niet verloren mogen gaan.
In dat soort gevallen moet de voedingsspanning voor deze schakelingen ook beschikbaar blijven als de netspanning wegvalt. In figuur 3/14.8-12 is een schakeling getekend, die aan deze eis voldoet.
Onder normale omstandigheden wordt de MAX 630 gevoed vanuit een +5 V netvoeding. Via de weerstand van 680 Ω wordt een 3,6 V NiCad batterij opgeladen. Valt de netvoeding weg, dan neemt de NiCad de voeding van de schakeling over. Omdat in beide gevallen de MAX 630 verantwoordelijk is voor de uitgangsspanning van +5 V gaat de overgang van net- naar batterijvoeding zonder merkbare overgangsverschijnselen. De schakeling die gevoed wordt merkt er niets van!
De LBR-ingang op pen 1 stelt vast of de netvoeding wel of niet aanwezig is en stuurt in het laatste geval de LBD-uitgang op pen 8. Deze uitgang kan dan gebruikt worden om minder noodzakelijke onderdelen van het systeem uit te schakelen, zodat de NiCad alleen die deelschakelingen moet voeden, die niet zonder voedingsspanning mogen vallen.

Symmetrische voeding

Tot slot geeft figuur 3/14.8-13 het schema van een symmetrische voeding, die uit een batterijspanning van 9 V +/-12 V spanningen afleidt.

14.8 Theorie en praktijk van DC/DC omvormers

In deze schakeling wordt de MAX 630 geassisteerd door de MAX 634, een volgens het opslingering-principe werkende + naar - omzetter. De weerstanden R5 en R6 zorgen er weer voor dat de oscillatorfrequenties van beide schakelingen worden gereduceerd als de batterijspanning daalt.

Op deze manier kan de schakeling de uitgangsspanningen op +/-12 V handhaven, zelf als de batterij ontladen is tot ongeveer 7,2 V.
De positieve uitgang kan belast worden tot 45 mA, de negatieve tot 15 mA.

3/14.9

Theorie en praktijk van stroombronnen en -spiegels

Inleiding

Definities

In dit hoofdstuk worden twee soorten schakelingen behandeld, die weliswaar beide een constante stroom genereren, maar die toch volgens onvergelijkbare principes werken.

- Stroombronnen
  Bij stroombronnen wordt een constante stroom opgewekt, waarvan de waarde ofwel bepaald wordt door de interne eigenschappen van de schakeling of door een of meerdere externe factoren. Zo'n externe factor kan bijvoorbeeld een stuurspanning zijn, waarvan de waarde de grootte van de constante stroom bepaalt. Men spreekt dan van een spanningsgestuurde constante stroombron.
- Stroomspiegels
  Bij stroomspiegels is de waarde van de uitgangsstroom rechtstreeks afhankelijk van de waarde van de ingangsstroom. Stroomspiegels zou men dus kunnen definiëren als gelijkstroom transformatoren, die een primaire ingangsstroom omzetten in een secundaire uitgangsstroom. Het enige punt dat in deze vergelijking niet klopt is de scheiding tussen primair en secundair circuit. Bij een normale spanningstransformator is deze scheiding volledig galvanisch. Men meet een oneindig hoge weerstand tussen de primaire en de secundaire wikkeling. Bij een stroomspiegel is deze scheiding niet optimaal, hoewel toch waarden bereikbaar zijn rond de 80 dB.

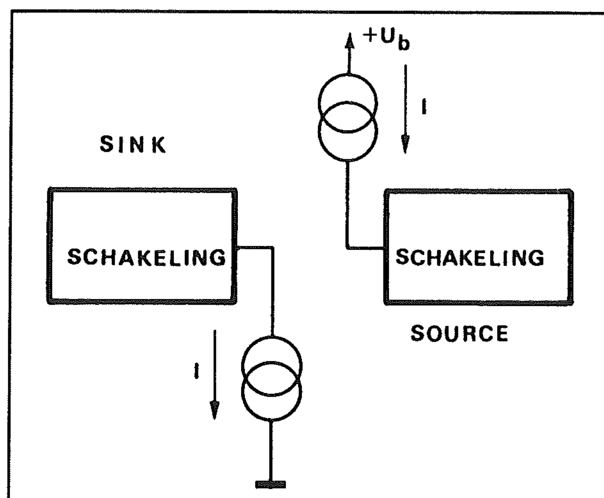
Eigenschappen van stroombronnen

Stroombronnen, de naam zegt het reeds, leveren een stroom. Maar er zijn echter ook stroombronnen die geen stroom leveren maar er een opnemen! De naam "bron" is hiervoor dus in feite misplaatst, maar toch wordt deze naam in het Nederlands voor beide soorten gebruikt. In het Engels maakt men wel degelijk een onderscheid tussen deze twee soorten stroombronnen door de eerste soort "current source" en de tweede soort "current sink" te noemen.

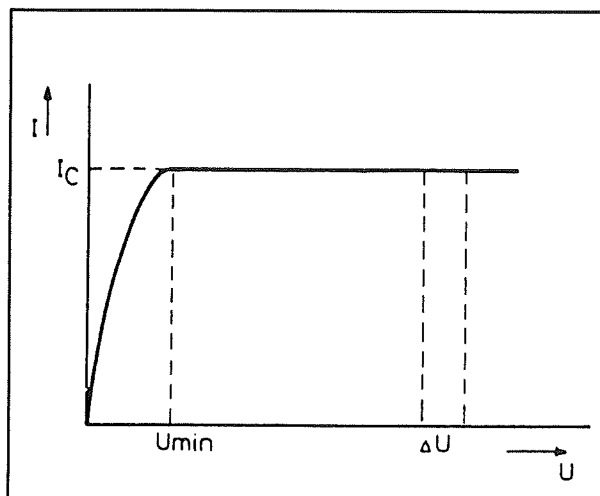
In figuur 3/14.9-1 is het onderscheid tussen een "source" en een "sink" sprekend in beeld gebracht. De "sink" voert de uitgangsstroom van een schakeling af naar de massa. De "source" levert vanuit de voeding een constante stroom aan de ingang van eens schakeling.

Er worden twee soorten symbolen gebruikt voor het opnemen van stroombronnen in schema's. Deze twee symbolen zijn getekend in figuur 3/14.9-2, waarbij het Europese symbool links staat en het Amerikaanse rechts.

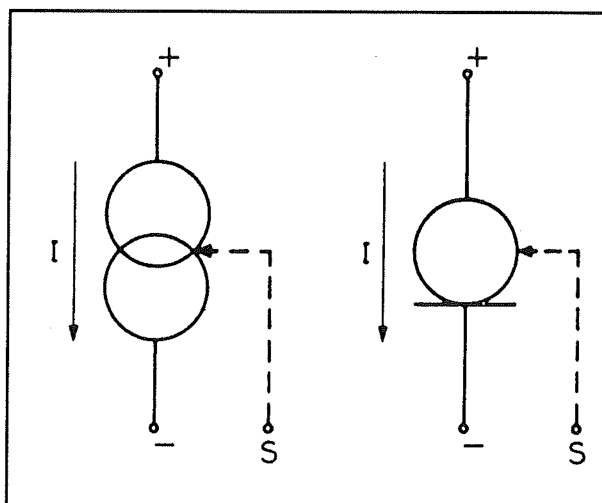
14.9 Theorie en praktijk van stroombronnen en -spiegels



Figuur 3/14.9-1: Het verschil tussen een "current sink" en een "current source".



Figuur 3/14.9-3: De transferkarakteristiek van een stroombron.



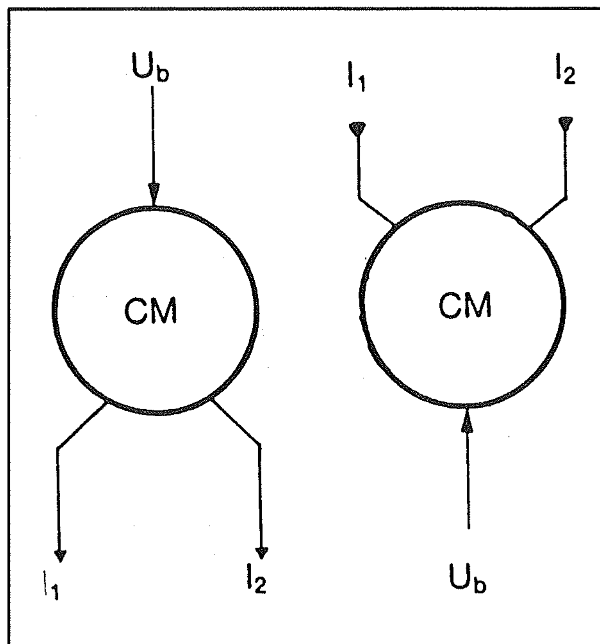
Figuur 3/14.9-2: De twee symbolen voor een stroombron.

Als de stroombron gestuurd wordt door een externe grootheid zoals een spanning, wordt dit aangegeven door een lijn met een pijltje.
De voornaamste eigenschap van een stroombron is dat de geleverde stroom binnen bepaalde grenzen onafhankelijk is van de spanning die over het onderdeel staat. Dit wordt weergegeven in de transferkarakteristiek van de stroombron, getekend in figuur 3/14.9-3.

Uit deze grafiek volgt dat de stroom I_C die door de bron vloeit constant blijft binnen de spanningsgrenzen U_{min} en U_{max}. Een bepaalde kleine spanningsvariatie ΔU over de stroombron heeft geen stroomvariatie tot gevolg. Uit deze eigenschappen kan besloten worden dat de inwendige weerstand van een stroombron, althans in theorie, oneindig groot is! De inwendige weerstand van de stroombron wordt immers bepaald door de uitdrukking:
$\mathbf{R = \Delta U/\Delta I}$
en als ΔI gelijk is aan 0, dan moet R wel oneindig groot zijn.
Het zal duidelijk zijn dat deze stellingen alleen opgaan voor een theoretische stroombron. Praktische stroombronnen hebben toch een kleine stroomvariatie onder invloed van een spanningsvariatie en dan is de inwendige weerstand niet oneindig groot. Maar waarden van diverse MΩ zijn in de praktijk zonder meer haalbaar.

Eigenschappen van stroomspiegels
Stroomspiegels worden in het Engels "current mirrors" genoemd en vandaar

dat deze onderdelen in schema's vaak worden voorgesteld door de codering CM.
De twee beschikbare symbolen van een stroomspiegel zijn getekend in figuur 3/14.9-4.



Figuur 3/14.9-4: De twee symbolen van een stroomspiegel.

Uit de symbolen kan men besluiten dat er zowel "sinkende" als "sourcende" stroomspiegels verkrijgbaar zijn.
Het onderdeel heeft een ingang, waarin een stroom I_1 vloeit en een uitgang waarin een stroom I_2 vloeit. De verhouding tussen beide stromen wordt door de interne schakeling van de stroomspiegel vastgelegd. Wel zal deze verhouding onder alle omstandigheden constant blijven.
Er zijn stroomspiegels op de markt waarbij de verhouding tussen de in- en de uitgangsstroom gelijk is aan 1/1, 1/2 of aan 1/4, maar ook aan 2/1. In het laatste geval is de uitgangsstroom dus gelijk aan de helft van de ingangsstroom.

Schakelingen voor stroombronnen

Inleiding
Men kan geïntegreerde stroombronnen naar hun werkingsprincipe indelen in:
- Norton-dioden, die in feite uit niets meer bestaan dan een als stroombron geschakelde FET;
- stroomregulatoren;
- binair te programmeren stroomschakelaars, waarvan de uitgangsstroom wordt bepaald door een aantal zeer nauwkeurige weerstanden, een referentiestroom en een binaire code op de programmeringsingangen.

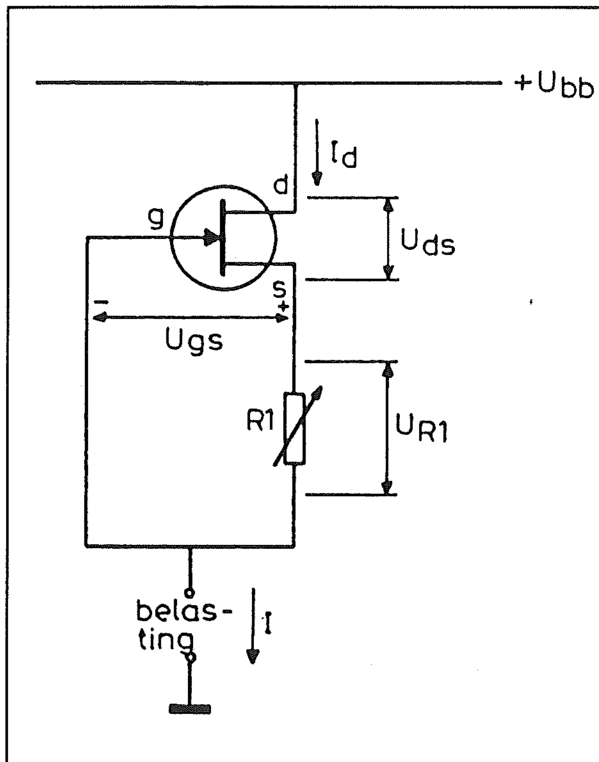
In de volgende paragrafen zal de werking van deze soorten stroombronnen worden toegelicht.

De Norton-diode
Het basisschema van een Norton-diode is getekend in figuur 3/14.9-5.

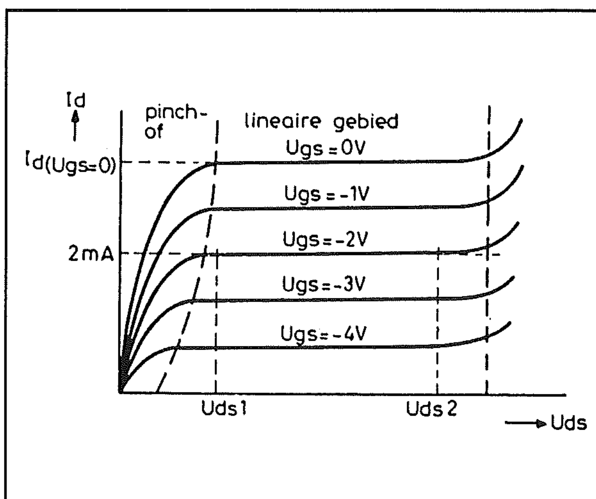
De drain van een veldeffect transistor is met een positieve voedingsspanning verbonden.
Dit is de eerste aansluiting van de stroombron.
Tussen de source en de tweede aansluiting is een weerstand R1 opgenomen. De gate gaat eveneens naar de tweede aansluiting. De waarde van de door de Norton-diode te leveren constante stroom is afhankelijk van de waarde van de weerstand R1.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/14.9-6, waar de I_D/U_{DS}-karakteristiek van een FET is getekend.

14.9 Theorie en praktijk van stroombronnen en -spiegels



Figuur 3/14.9-5: Het interne basisschema van een Norton-diode.



Figuur 3/14.9-6: De transferkarakteristiek van een veldeffect transistor.

Uit deze grafiek blijkt dat, als de U_{DS}-spanning groter is dan de zogenaamde "pinch-of" drempel, de FET zich als constante stroombron zal gedragen. De I_D is immers alleen afhankelijk van de spanning die tussen de gate en de source staat.
In het interne schema van een Norton-diode wordt deze spanning bepaald door de waarde van de weerstand R1. Het gevolg is dat de FET een bepaalde drainstroom I_D levert, die over de weerstand de noodzakelijke U_{GS}-spanning genereert. Het resultaat van deze interne terugkoppeling is dat het systeem zich instelt op een bepaalde constante stroom.

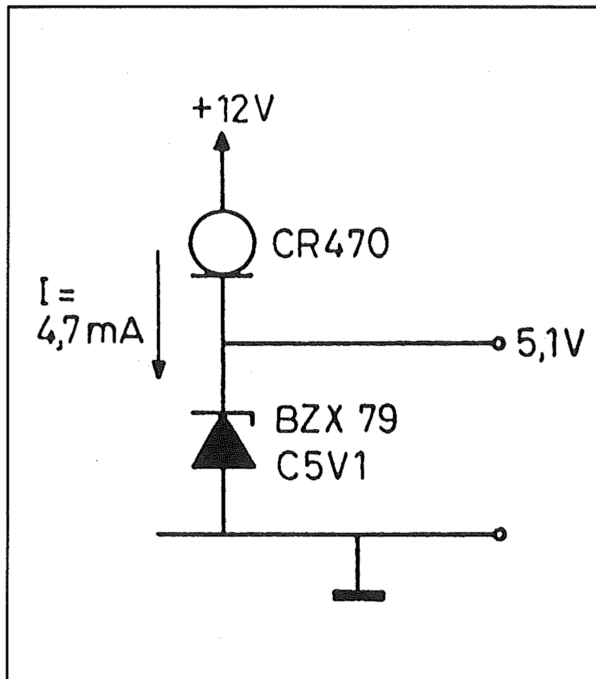
Het zal duidelijk zijn dat een Norton-diode alleen als constante stroombron zal werken als de spanning over het onderdeel groter is dan de pinch-of drempel plus de spanningsval over de interne weerstand R1.

In figuur 3/14.9-7 wordt een toepassingsvoorbeeld van een Norton-diode gegeven. Hier wordt de CR 470 van Siliconix gebruikt voor het instellen van een zenerdiode.
Het zal duidelijk zijn dat deze schakeling veel betere eigenschappen heeft dan de standaard schakeling, waarbij de zenerdiode wordt ingesteld met behulp van een weerstand. De stroom door de zenerdiode wordt nu immers constant gehouden door middel van de Norton-diode, waardoor de zenerspanning niet meer afhankelijk wordt van fluctuaties op de voedingsspanning.

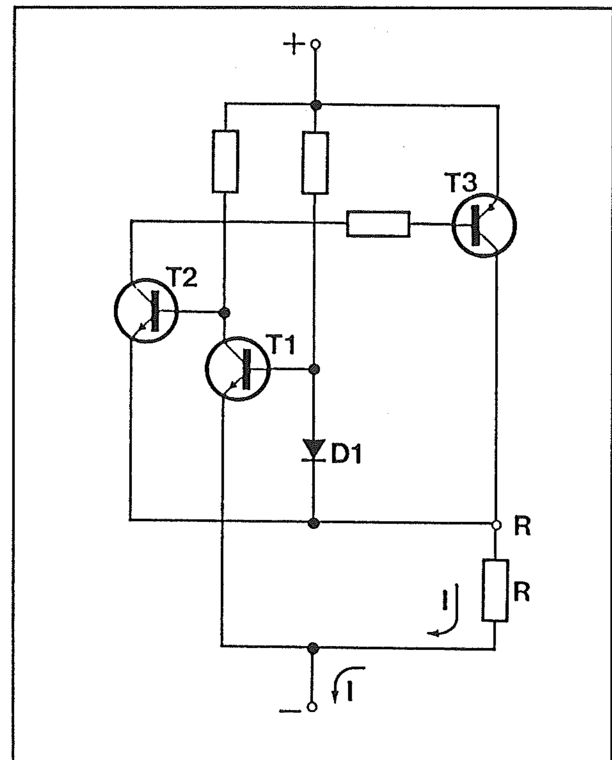
De stroomregulator

Geïntegreerde stroomregulatoren hebben meestal een derde aansluiting R, waarmee men de waarde van de constante stroom kan instellen.
Dergelijke schakelingen zijn samengesteld volgens het basisschema van figuur 3/14.9-8.

14.9 Theorie en praktijk van stroombronnen en -spiegels



Figuur 3/14.9-7: Een praktische toepassing van een Norton-diode als insteller van een zenerdiode.



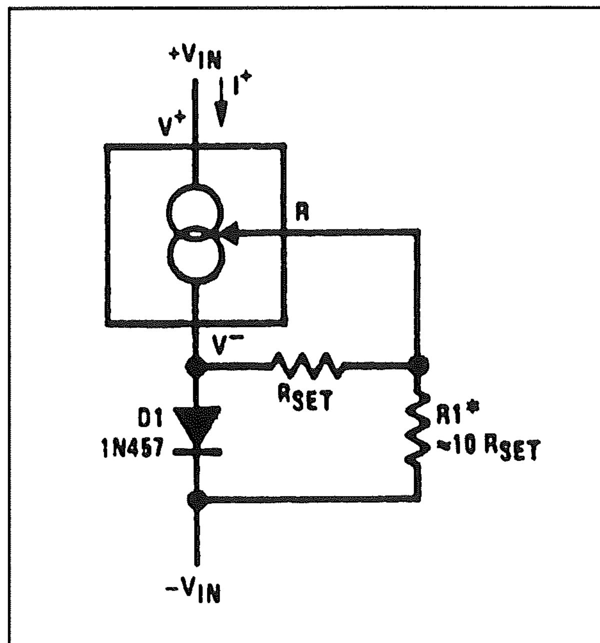
Figuur 3/14.9-8: Het (vereenvoudigde) interne schema van een geïntegreerde stroomregulator.

Tussen de aansluitingen R en - wordt een externe weerstand R verbonden, die de grootte van de stroom vastlegt. Als basis voor het regelsysteem dat de geleverde stroom constant houdt wordt de silicium diode D1 gebruikt.
Stel dat de stroom I die door de schakeling geleverd wordt zou willen stijgen. De spanning op de emitter van transistor T1 gaan dan dalen. Deze halfgeleider gaat bijgevolg meer geleiden, waardoor de spanning op de collector daalt.
De basis-emitter spanning van transistor T2 wordt kleiner, deze halfgeleider gaat minder geleiden.
De spanning op de collector neemt toe, transistor T3 zal minder basisstroom trekken en dus minder gaan geleiden. De equivalente weerstand van deze transistor neemt toe, met als gevolg dat de oorspronkelijke stijging van de uitgangsstroom wordt tegengewerkt.

Nadeel van dit soort schakelingen is dat de geleverde uitgangsstroom nogal afhankelijk is van de temperatuur. Het regelsysteem maakt immers gebruik van de spanningsval over de diode D1 en deze spanning is zeer temperatuursafhankelijk. In de praktijk zal men dan ook externe compensatieschakelingen moeten aanbrengen om de werking van het stroombron-IC te stabiliseren tegen temperatuursschommelingen. In figuur 3/14.9-9 is een standaard compensatieschakeling getekend. Tussen de R-aansluiting en de uitgang van de schakeling wordt een tweede weerstand R1 opgenomen, waarvan de waarde gelijk is aan ongeveer tien maal deze van de SET-weerstand R_{SET}, die de stroom instelt. Tussen de uitgang van het IC en de uitgang van de schakeling wordt

14.9 Theorie en praktijk van stroombronnen en -spiegels

een siliciumdiode D1 opgenomen. Deze diode compenseert, in samenwerking met de weerstand R1, de temperatuurscoëfficiënt van de stroombron.



Figuur 3/14.9-9: Het compenseren van de temperatuurscoëfficiënt van een geïntegreerde stroomregulator.

In figuur 3/14.9-10 is een voorbeeldschakeling met een stroomregulator getekend. Uit dit voorbeeld blijkt duidelijk hoe door het toepassen van stroombronnen schakelingen aanmerkelijk vereenvoudigd kunnen worden! Het voorbeeld is een zeer eenvoudige zaagtandgenerator.

De constante stroom van de stroombron laadt de condensator C1 op. Zoals bekend zal de spanning over een condensator lineair stijgen als men het onderdeel voedt met een constante stroom. De spanning over de condensator stijgt dus zaagtandvormig. Is de gewenste eindwaarde bereikt, dan schakelt men met behulp van een smalle positieve puls de transistor Q1 even in geleiding. De condensator wordt dan onmiddellijk ontladen, de spanning over het onderdeel valt naar 0 V. Op het moment dat de stuurpuls verdwijnt gaat de transistor weer naar sper en wordt de tweede periode van de zaagtand opgebouwd.

De binaire stroomschakelaar

Binaire stroomschakelaars worden voornamelijk toegepast in analoog naar digitaal en digitaal naar analoog omzetters. Het principe van de schakeling is heel eenvoudig.

De schakeling heeft een ingang, waarin een constante stroom wordt gestuurd of een constante spanning wordt op aangesloten.

Daarnaast is er een uitgang, waarvan een andere constante stroom wordt afgenomen.

De waarde van deze tweede constante stroom is niet alleen afhankelijk van de ingangsgrootheid, maar ook van het "gewicht" van een binaire code, die op minstens vier ingangen wordt aangelegd.

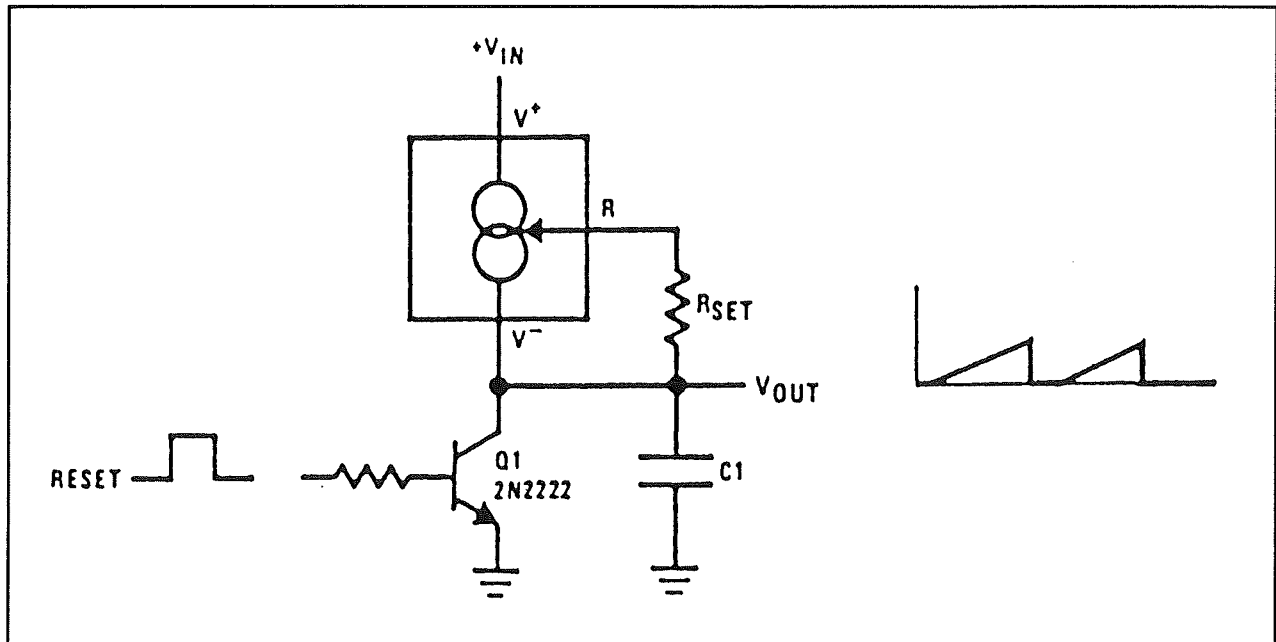
Het schema van een binaire stroomschakelaar met een breedte van vier bit is getekend in figuur 3/14.9-11.

In dit schema is meteen de noodzakelijke externe schakeling opgenomen.

Het IC is opgebouwd uit drie delen:

- een zeer nauwkeurige stroombron rond transistor Q6;
- vier stroomversterkers rond de transistoren Q7, Q8, Q9 en Q10 die de stroom van Q6 versterken tot 1x, 2x, 4x en 8x de ingestelde waarde;
- vier elektronische schakelaars die de uitgangsstromen van de stroomversterkers op bevel van de logische ingangen BIT 1 tot en met BIT 4 naar de uitgang I_{OUT} schakelen.

14.9 Theorie en praktijk van stroombronnen en -spiegels



Figuur 3/14.9-10: Een geïntegreerde stroomregulator wordt gebruikt in een zaagtandgenerator.

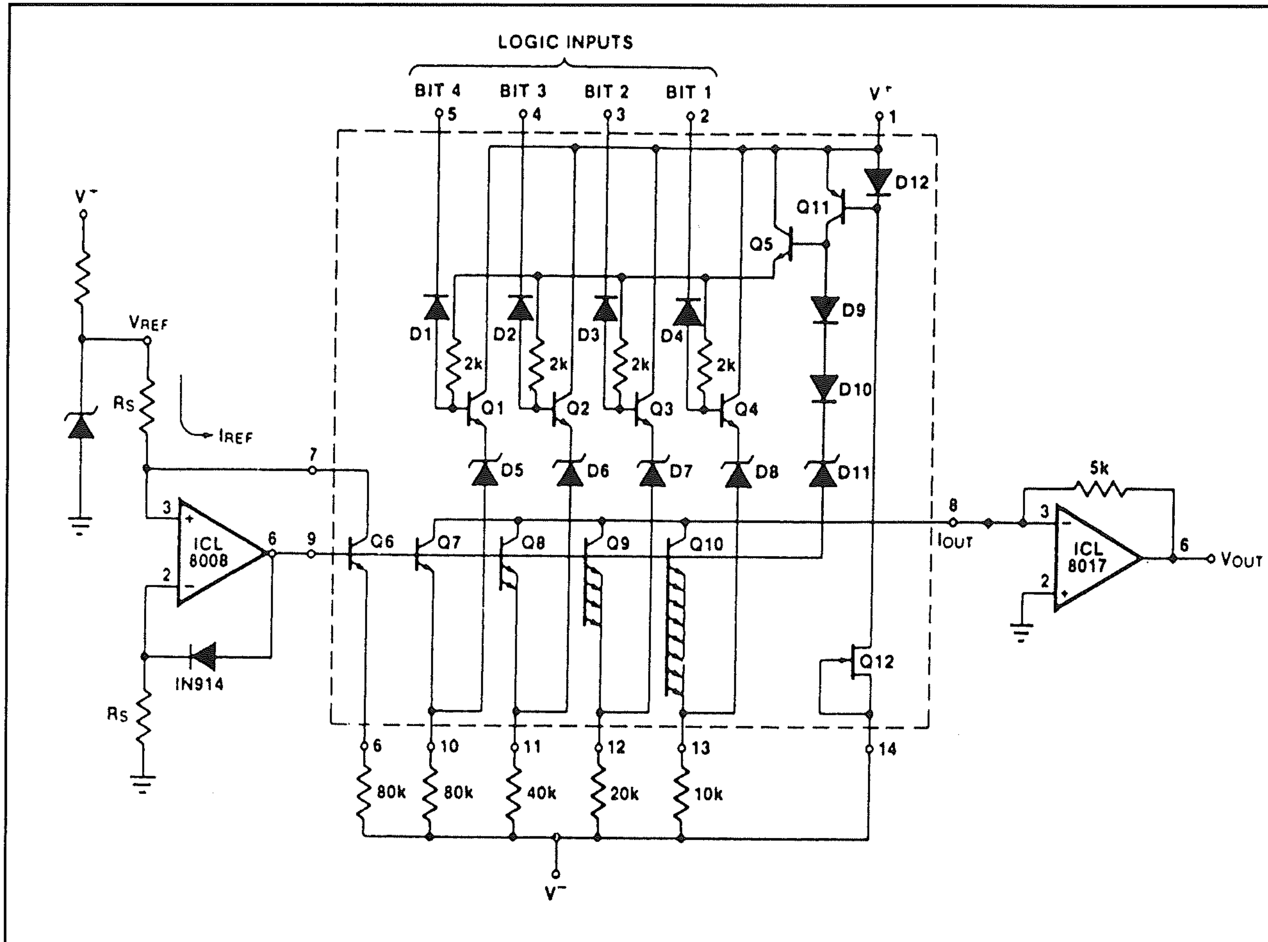
In het getekende voorbeeld wordt de uitgangsstroom van de schakeling door middel van de operationele versterker ICL 8017 omgezet in een uitgangsspanning.
De interne transistor Q6 is in het getekende voorbeeld opgenomen in een zeer nauwkeurige externe stroombron. Deze bron rond de operationele versterker ICL 8008 stuurt een zeer nauwkeurige en constante stroom I_{REF} van 125 µA naar de collector van Q6. Deze stroom wordt afgeleid uit een zenerspanning V_{REF}. De basis van de transistor Q6 is rechtstreeks verbonden met de basissen van de transistoren Q7 tot en met Q10. Deze lijn noemt men de "common base line" van de schakeling.
De transistoren Q6 tot en met Q10 hebben volledig identieke eigenschappen. Tussen de emitters van Q7 tot en met Q10 en de negatieve voeding staan weerstanden die een onderlinge verhouding van 1/2/4/8 hebben. Bovendien is de emitterweerstand van Q6 precies gelijk aan deze van Q7.

Omdat alle basissen met elkaar verbonden zijn en alle basis-emitter spanningen identiek zijn is het logisch dat over alle vijf de externe weerstanden gelijke spanningen staan. Maar het gevolg is dat door deze weerstanden stromen lopen die zich verhouden als 1/2/4/8! Deze stromen kunnen alleen afvloeien via de transistoren, zodat men kan stellen dat:

- de collectorstroom van Q7 gelijk is aan 125 µA;
- de collectorstroom van Q8 gelijk is aan 250 µA;
- de collectorstroom van Q9 gelijk is aan 500 µA;
- de collectorstroom van Q10 gelijk is aan 1 mA.

Het zal duidelijk zijn dat de onderlinge verhouding van deze stromen alleen wordt bepaald door de onderlinge verhouding tussen de externe weerstanden en dat de absolute waarden van de stromen alleen afhankelijk zijn van de referentiestroom I_{REF} die men in het IC stuurt.

14.9 Theorie en praktijk van stroombronnen en -spiegels

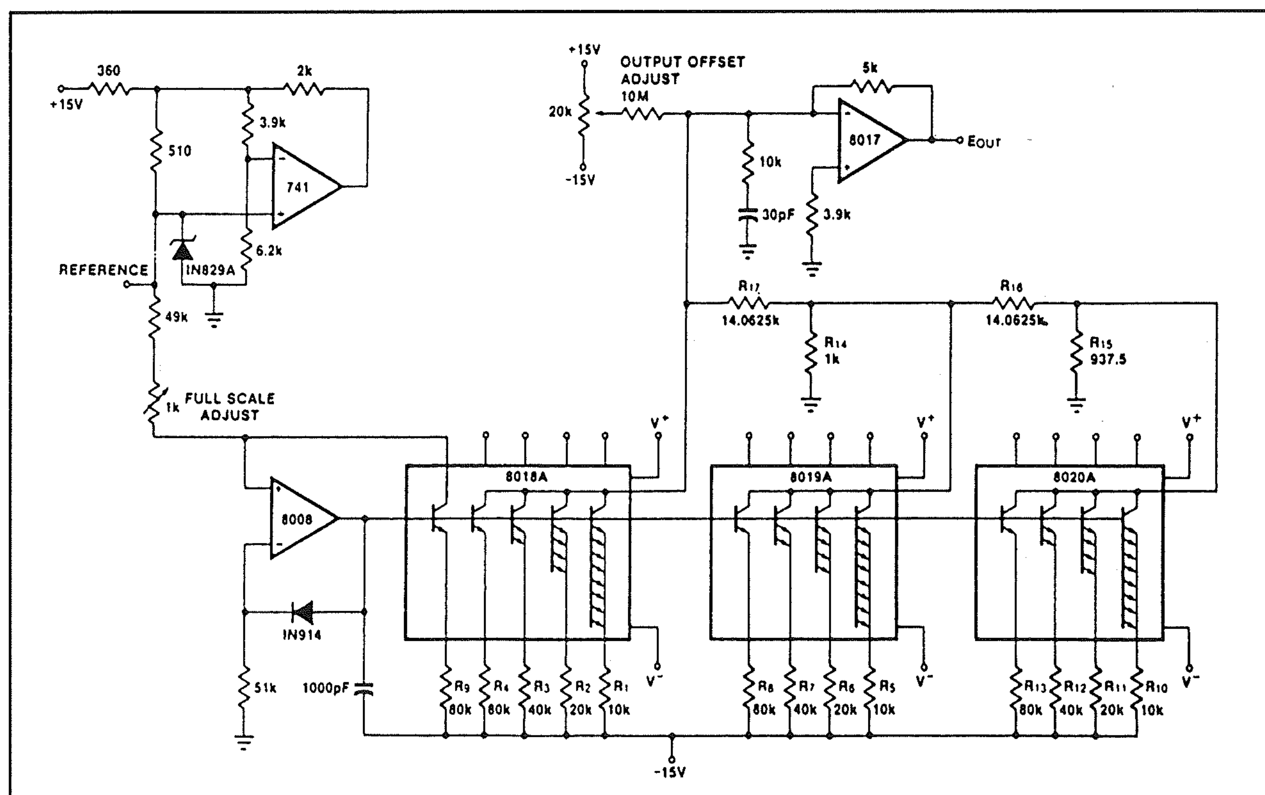


Figuur 3/14.9-11: Het basisschema van een binaire stroomschakelaar.

De collectoren van de vier stroomversterkers zijn verbonden met de I_{OUT}-pen van het IC. Door deze aansluiting zal dus de somstroom vloeien van de geleidende transistoren. Het al dan niet in geleiding sturen van de transistoren Q7 tot en met Q10 wordt gecontroleerd door de vier schakeltrappen rond de transistoren Q1 tot en met Q4. Deze trappen hebben tot taak de TTL-signalen op de binaire ingangen BIT 1 tot en met BIT 4 om te zetten in signalen die de zenerdioden D5 tot en met D8 al dan niet in geleiding sturen. Als een van deze dioden doorslaat komt er een grote positieve spanning te staan op de emitter van de corresponderende stroomversterker. De emitter wordt dan positiever dan de basis, met als gevolg dat de transistor gaat sperren. De collectorstroom gaat naar nul en de stroom van de trap vloeit niet af naar de gemeenschappelijke uitgang I_{OUT}.

Conclusie van dit verhaal: met een binaire stroomschakelaar kan men een referentiestroom I_{REF} omzetten in een uitgangsstroom I_{OUT} die in zestien stappen instelbaar is tussen 0x en 15x I_{REF}! Het zal duidelijk zijn dat men, in dit digitale tijdperk, tal van nuttige toepassingen kan verzinnen met binaire stroomschakelaars. Als voorbeeld wordt in figuur 3/14.9-12 het schema gegeven van een digitaal programmeerbare spanningsreferentie.

14.9 Theorie en praktijk van stroombronnen en -spiegels



Figuur 3/14.9-12: Een digitaal programmeerbare spanningsreferentie.

De schakeling rond de operationele versterker 741 levert de noodzakelijke spanningsreferentie. Uit deze referentiespanning wordt op de reeds beschreven manier een constante referentiestroom gegenereerd, die de "common base line" van drie binaire stroomschakelaars voedt. Deze drie schakelingen zijn volledig identiek samengesteld. Dat wil zeggen dat hun uitgangsstromen instelbaar zijn tussen 0x en 9x de referentiestroom. De drie binaire stroomschakelaars worden immers gestuurd met een drie digit brede BCD-code, die bijvoorbeeld kan ingesteld worden met behulp van drie duimwielschakelaars.

Natuurlijk moeten de drie identieke uitgangsstromen genormeerd worden. De uitgangsstroom van de linker stroomschakelaar gaat rechtstreeks naar de ingang van de stroom naar spanning omzetter rond de operationele versterker 8017. De uitgangsstroom van de middelste stroomschakelaar gaat echter eerst naar een weerstandsverzwakker R17/R14. De twee weerstanden zijn zo berekend, dat slechts één tiende van de uitgangsstroom van de stroomschakelaar wordt aangeboden aan de stroom naar spanning omzetter. De uitgang van de rechter stroomschakelaar gaat ook naar een weerstandsdeler R16/R15. Deze zorgt er, samen met R17/R14, voor dat slechts één honderdste van de uitgangsstroom terecht komt op de ingang van de stroom naar spanning omzetter. Op deze manier zijn de drie uitgangsstromen van de stroomschakelaars onderling genormeerd op 1/10/100 en kan men de totale uitgangsstroom van de drie IC's door middel van de BCD-code instellen tussen 000x en 999x de referen-

tiestroom. Deze stroom wordt in de stroom naar spanning omzetter omgezet in een uitgangsspanning, die dus ook in 1.000 stapjes digitaal instelbaar is.
De meeste moderne programmeerbare voedingen werken met het beschreven systeem als basisschakeling. Want uiteraard kan men de uitgangsspanning E_{OUT} gebruiken als basis voor een gestabiliseerde voeding, die een behoorlijke stroom kan leveren!

Schakeling voor stroomspiegels

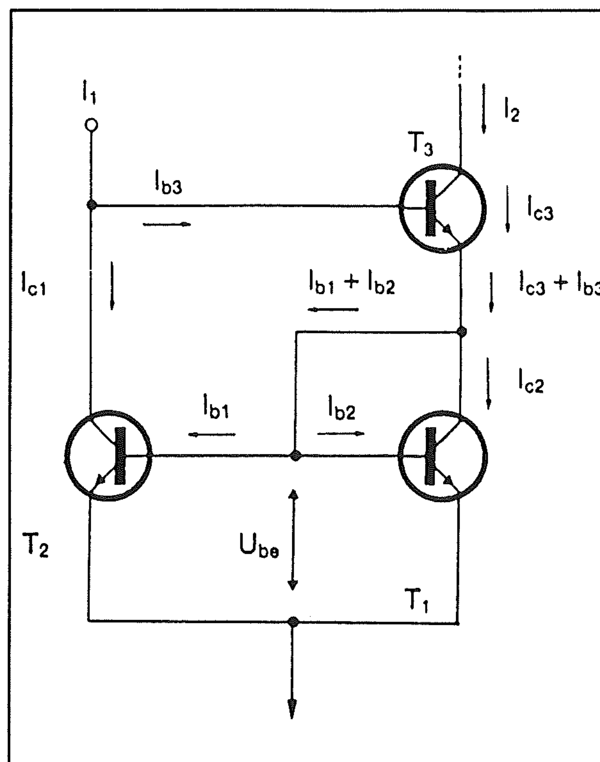
Inleiding

Met opzet wordt in de titel gesproken over "schakeling" en niet over "schakelingen"! Er bestaat inderdaad maar één basisschakeling, waarmee alle stroomspiegels werken en dat is de zogenaamde "Winston-schakeling".

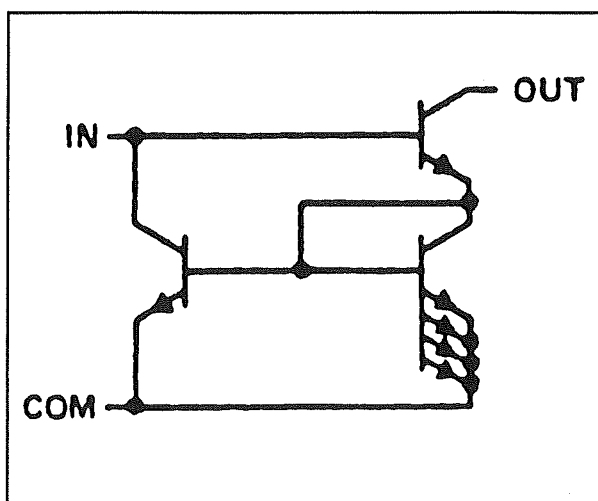
De Winston-schakeling

Het basisschema van de Winston-schakeling is getekend in figuur 3/14.9-13.

Uitgegaan wordt van het gegeven dat de drie transistoren T1, T2 en T3 volledig identieke eigenschappen hebben en dat zij op dezelfde temperatuur staan. Dank zij de moderne integratietechnieken is dat geen al te hoge eis!
De ingang I_1 is de ingang van de stroomspiegel. Aangetoond moet nu worden dat de schakeling op de uitgang I_2 een stroom genereert, die precies gelijk is aan de waarde van I_1.
Dat kan alleen wiskundig, maar gelukkig volstaan enige simpele op- en aftellingen, zodat het onderstaande wel voor iedereen te volgen zal zijn.



Figuur 3/14.9-13: Het basisschema van iedere stroomspiegel.



Figuur 3/14.9-14: Het veranderen van de verhouding tussen de in- en de uitgangsstroom.

De transistoren T1 en T2 hebben identieke eigenschappen en identieke basis/emitter-spanningen, zodat men kan

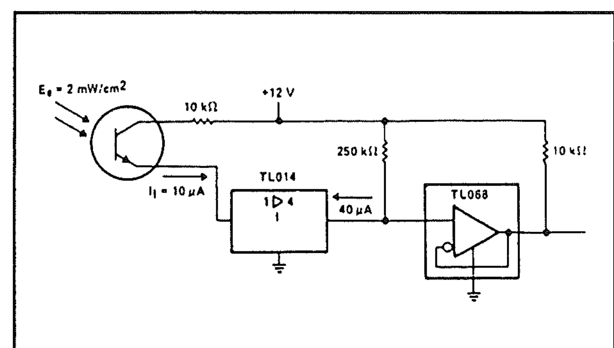
14.9 Theorie en praktijk van stroombronnen en -spiegels

stellen dat hun collectorstromen gelijk zijn:
<A> $I_{C1} = I_{C2}$
Men kan aan de hand van de richtingen waarin de stromen door de schakeling vloeien enige stroomvergelijkingen opstellen:
<B> $I_{C1} = I_1 - I_{B3}$
<C> $I_{C2} = I_{C3} + I_{B3} - I_{B1} - I_{B2}$
<D> $I_{C3} = I_2$
Uit <A> volgt onmiddellijk dat <B> en <C> aan elkaar gelijk zijn. Bovendien kan men I_{C3} in formule <C> vervangen door <D>:
<E> $I_1 - I_{B3} = I_2 + I_{B3} - I_{B1} - I_{B2}$
Maar omdat alle transistoren identieke eigenschappen hebben, kan men alle basisstromen aan elkaar gelijk stellen:
<F> $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_B$
Als men <F> invoert in <E> ontstaat:
<G> $I_1 - I_B = I_2 + I_B - I_B - I_B$
Waaruit onmiddellijk volgt:
$I_1 = I_2$

De besproken schakeling levert dus steeds een stroomverhouding van 1/1 tussen de ingangsstroom en de uitgangsstroom. Het is echter zeer eenvoudig mogelijk om deze verhouding op een andere waarde in te stellen. Hoe dat gebeurt is geschetst in figuur 3/14.9-14.

De transistor T1 uit figuur 3/14.9-13 wordt in dit voorbeeld uitgevoerd met viervoudig vergrote emitter. Het gevolg is dat de stroomverhoudingen anders worden en dat de uitgangsstroom gelijk wordt aan 4x de ingangsstroom. Op deze manier kan men dus zeer eenvoudig een gelijkstroom transformator ontwerpen!

Stroomspiegels worden vaak toegepast voor het versterken van zeer kleine stromen. Een typisch voorbeeld is getekend in figuur 3/14.9-15. In dit schema wordt de zeer kleine uitgangsstroom van een fototransistor (10 µA) eerst door een 1/4 stroomspiegel omgezet in een vier maal grotere stroom. Nadien wordt deze versterkte stroom in een stroom naar spanning omzetter rond een TL 068 operationele versterker omgezet in een uitgangsspanning.
Omdat een goede stroomspiegel geen last heeft van offsetfouten zal de totale offsetfout van de schakeling kleiner worden. Zou men namelijk de kleine stroom van de fototransistor rechtstreeks aan de operationele versterker aanbieden, dan zou de tamelijk grote offsetstroom van dit onderdeel de meetresultaten onaanvaardbaar kunnen beïnvloeden. Omdat de stroom van de fototransistor nu eerst vier maal wordt versterkt zal de invloed van de offsetfout van de operationele versterker vier maal kleiner worden!



Figuur 3/14.9-15: Een stroomspiegel wordt gebruikt voor het versterken van de uitgangsstroom van een fototransistor.

14.9 Theorie en praktijk van stroombronnen en -spiegels

3/14.10

Theorie en praktijk van spanningsreferenties

Inleiding

De grenzen van zenerdioden
In de meeste niet kritische voedingen, ADC's en DAC's wordt gebruik gemaakt van een zenerdiode als referentie-element.
Als echter hoge eisen worden gesteld aan de stabiliteit van de uitgangsspanning van een voeding of aan de nauwkeurigheid van een ADC/DAC kan men geen zenerdioden toepassen. Deze onderdelen hebben namelijk een tamelijk hoge temperatuurscoëfficiënt, waardoor de uitgangsspanning van de voeding gaat verlopen met de temperatuur. Bovendien kan deze coëfficiënt zowel positief als negatief zijn, hetgeen het compenseren ervan tot een zo goed als onmogelijke zaak maakt.
Bovendien hebben zenerdioden ook een bepaalde lange-termijn onstabiliteit, waardoor het voor nauwkeurige voedingen die een vaste, eenmalig af te regelen spanning moeten leveren geen geschikte referentie-elementen zijn.

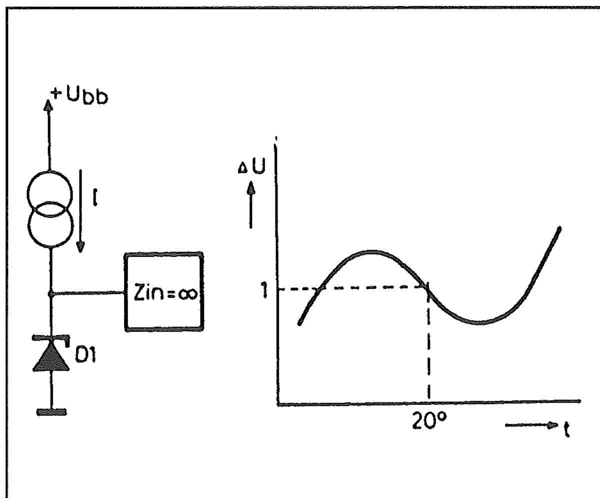
Spanningsreferenties
Vandaar dat men in het betere soort schakelingen de normale zenerdiode steeds zal vervangen door een speciale diode, die men spanningsreferentie noemt. Bij dit soort onderdelen hebben de ontwerpers alle mogelijke moeite besteed aan het zo stabiel mogelijk maken van de referentiespanning die het onderdeel genereert.

In dit hoofdstuk zal de theorie en de praktijk van spanningsreferenties besproken worden. Deze onderdelen worden immers in de moderne elektronica steeds belangrijker! Niet alleen in voedingen worden deze frequent toegepast, maar ook in hoogwaardige AD en DA omzetters zal men steeds vaker een spanningsreferentie in plaats van een zenerdiode aantreffen. Deze onderdelen zijn daar noodzakelijk, omdat de onstabiliteit van zenerdioden de eigen nauwkeurigheid van de omzetters volledig in de war kan schoppen.

De temperatuurscoëfficiënt van zenerdioden
Normale zenerdioden hebben een temperatuurscoëfficiënt die kan variëren van -2,5 mV/°C tot +20,5 mV/°C. Een en ander is afhankelijk van de waarde van de zenerspanning. Lage zenerspanningen hebben een negatieve temperatuurscoëfficiënt, hoge spanningen een positieve. Ergens moet er dus een spanning te vinden zijn, waarbij de temperatuurscoëfficiënt minimaal is. Bij de meeste series ligt dit punt tussen de 5 en 6 V. Zo heeft de 5,1 V zenerdiode uit de BZX 88 serie van Philips de kleinste temperatuurscoëfficiënt van de familie, namelijk -0,8 mV/°C.

Dat lijkt weinig, maar voor vele toepassingen is dat nog steeds veel te veel!
Een voorbeeldje. Zelfs deze meest stabiele zenerdiode heeft over het temperatuurbereik van 10 tot 30 °C een verloop van 0,31 %! Stel nu, dat dit onderdeel gebruikt wordt als referentie in een 12 bit brede analoog naar digitaal omzetter. Een dergelijke schakeling zet de analoge ingangsspanning om in 10^{12} = 4.096 verschillende digitale codes. Elk van deze codes komt dus overeen met 0,024 % van het volledige bereik van de omzetter. Het zal nu wel duidelijk zijn dat het verloop van 0,31 % op de referentiespanning de zeer grote nauwkeurigheid van deze omzetter volledig te niet doet!

De S-curve van zenerdioden
Een tweede groot probleem bij zenerdioden volgt uit de grafiek van figuur 3/14.10-1.



Figuur 3/14.10-1: De S-curve van een zenerdiode.

In deze grafiek is het verloop van de temperatuurscoëfficiënt uitgezet in functie van de temperatuur van de zenerdiode. Hieruit blijkt dat deze eerst stijgt, nadien weer daalt en bij hoge temperaturen weer stijgt. De temperatuurscoëfficiënt wisselt dus twee maal van polariteit. Deze S-vormige curve heeft tot gevolg dat het niet mogelijk is een eenvoudige compensatieschakeling te verzinnen, waarmee men de temperatuurscoëfficiënt kan compenseren.

De ruis van zenerdioden
Zenerdioden zijn onderdelen die in sper gepolariseerd worden. Nu hebben al dit soort onderdelen een vrij hoge eigen ruis. Dat is een gevolg van de thermische bewegingen in de moleculen en atomen van het halfgeleidende kristal. Deze zogenaamde "Brownse bewegingen" zorgen ervoor dat op volledig willekeurige momenten elektronen door de junctiebarriére breken en een kleine sprong op de uitgangsspanning veroorzaken. Vanwege het statistische verloop van dit effect uit zich dit in een vrij hoge ruisspanning op de spanning over de zenerdiode. Deze ruisspanning beïnvloedt dus de momentele waarde van de zenerspanning en kan bij zeer nauwkeurige toepassingen tot problemen leiden.

Spanningsreferenties

Soorten referenties
Er zijn vier systemen ontwikkeld om de invloed van de ruis en de temperatuur op de uitgangsspanning van een normale zenerdiode te minimaliseren.
Deze systemen zijn:
- speciale zogenaamde "sub-surface" referenties, die gekenmerkt worden door een extreem lage eigen ruis en een zeer goede stabiliteit op lange termijn;
- temperatuur gecompenseerde referenties, waarbij de basis-emitter overgang

van een silicium transistor invers gepolariseerd wordt en als zenerdiode wordt gebruikt en hulpschakelingen de lineaire temperatuurscoëfficiënt van deze overgang compenseren;

- bandgap referenties, waarbij de zenerspanning wordt bepaald door de fysische bandgap van het silicium van een halfgeleider;
- thermostatisch geregelde referenties, waarbij de chip van de diode op een constante temperatuur wordt gehouden.

Deze vier verschillende technieken zullen in de volgende paragrafen in het kort besproken worden.

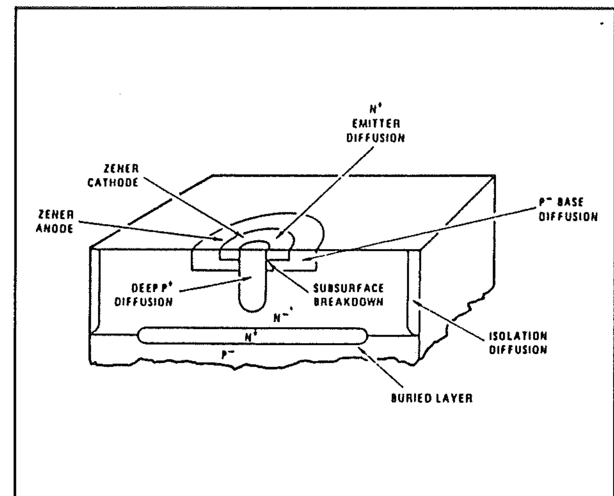
De sub-surface referentie

Bij deze onderdelen wordt gebruik gemaakt van de basis-emitter overgang van een silicium transistor. Als men deze invers polariseert zal deze junctie doorslaan bij een spanning van ongeveer 6,2 V. Dat betekent dat de overgang als een soort zenerdiode gaat werken, ten minste als men de stroom begrenst door een weerstand in serie op te nemen. Doet men dat niet, dan zal de overgang door verhitting sneuvelen.

Bij normale Si-transistoren ligt de basis-emitter overgang aan het oppervlak van het chipmateriaal. De doorslag zal dus ook aan dit oppervlak optreden. Maar het proces kan verontreinigd worden door allerlei zeer ingewikkelde fysische oppervlakte processen, die ruis en instabiliteit kunnen veroorzaken.

Vandaar dat sommige halfgeleider fabrikanten op het idee zijn gekomen de basis-emitter overgang niet aan het oppervlak te leggen, maar in het chipmateriaal. Er kan dan geen sprake zijn van fysische oppervlakte verschijnselen, zodat ruis en instabiliteit geminimaliseerd worden.

In figuur 3/14.10-2 is de samenstelling getekend van een dergelijke sub-surface referentie.



Figuur 3/14.10-2: De fysische opbouw van een sub-surface referentie.

In het silicium materiaal wordt eerst een vrij smalle, maar diepe P+ zône aangebracht. Rond deze laag wordt de standaard basis-diffusie P- gelegd. Nadien wordt de N+ diffusie van de emitter over de P+ diffusie gelegd. Op deze manier wordt de basis-emitter overgang verborgen in het kristal en heeft men geen last van oppervlakte-effecten. Bij het aansluiten van de basis-emitter overgang op een grote inverse spanning zal deze overgang doorslaan op de plaats waar de doping het grootst is.

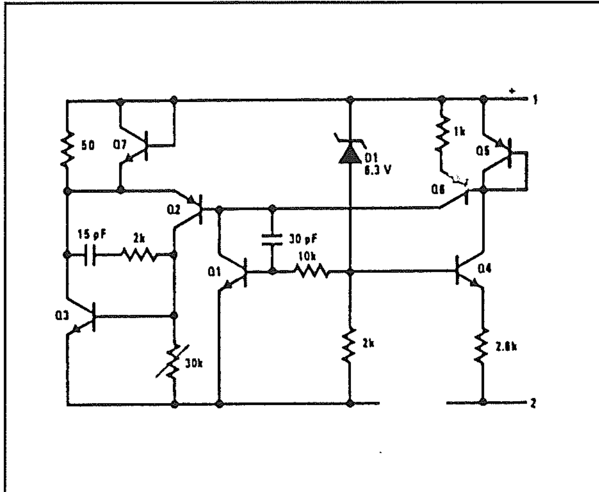
Dat is op de plaats waar de P+ en N+ zônes elkaar raken.

De doorslagspanning van deze referenties bedraagt ongeveer 6,3 V.

De temperatuur gecompenseerde referentie

Het basisschema van een temperatuur gecompenseerde referentie is getekend in figuur 3/14.10-3.

14.10 Theorie en praktijk van spanningsreferenties

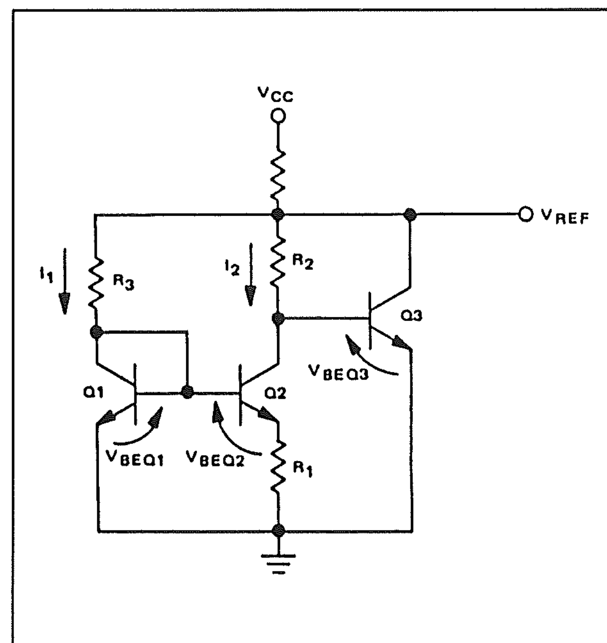


Figuur 3/14.10-3: Het principe van een temperatuur gecompenseerde referentie.

De diode D1 is het hart van de schakeling en is in de meeste gevallen uitgevoerd onder de vorm van een sub-surface referentie. Deze diode wordt via een serieweerstand aangesloten op de voedingsspanning. De stroom die door deze weerstand van 2 kΩ vloeit is onder andere afhankelijk van de spanning die over de sub-surface referentie valt. Deze stroom wekt over de weerstand een spanning op, die dus afhankelijk is van de diodespanning. Deze spanning wordt gebruikt voor het instellen van de transistor Q4. Deze transistor stuurt de darlingtontrap Q5/Q6. De grootte van de stroom die door de collector van Q6 geleverd wordt zal afhankelijk zijn van de spanning over de sub-surface diode D1.
Deze stroom wordt opgenomen door de transistor Q1. De basis-emitter overgang van deze halfgeleider is geschakeld over de serieweerstand van 2 kΩ van de referentiediode. De basis-emitter spanning van Q1 is afhankelijk van de waarde van de collectorstroom. Deze basis-emitter spanning staat over de 2 kΩ weerstand en afwijkingen van de referentiespanning, veroorzaakt door temperatuurschommelingen, worden gecompenseerd door de basis-emitter spanning van de transistor Q1.

De bandgap referentie

Het basisschema van een bandgap referentie is getekend in figuur 3/14.10-4.



Figuur 3/14.10-4: Het basisschema van een bandgap referentie.

Ook nu gaat men weer uit van de basis-emitter overgang van een silicium transistor. Maar nu werkt men met de geleidingsspanning van deze junctie die, zoals bekend, ongeveer gelijk is aan 0,65 V. Belangrijk is dat wiskundig aangetoond kan worden dat een dergelijke junctie een zeer lineaire temperatuurscoëfficiënt heeft van -2 mV/°C.
Bij het bandgap principe wordt deze negatieve temperatuurscoëfficiënt gecompenseerd door een tweede temperatuur-

14.10 Theorie en praktijk van spanningsreferenties

gevoelig element in serie te schakelen, dat een even grote, maar positieve temperatuurscoëfficiënt heeft. Het resultaat is dat de totale temperatuurscoëfficiënt nul is en dat de schakeling een temperatuuronafhankelijke spanning genereert.

Om de werking van de schakeling te doorgronden moet men een beetje niet al te ingewikkelde wiskunde ter hulp roepen.
De uitgangsspanning U_{REF} is gelijk aan de basis-emitter spanning van de transistor Q3 plus de spanningsval over de weerstand R2.
In formulevorm:
$\mathbf{U_{REF} = U_{BEQ3} + [I_2 . R2]}$
De stroom I_2 vloeit door de transistor Q2 en door de weerstand R1. De stroom wordt dus bepaald door de waarde van de weerstand en door de spanning die over de weerstand staat. Over R1 staat het spanningsverschil tussen de basis-emitter spanning van transistor Q1 en deze van Q2.
Dus:
$\mathbf{I_2 = [U_{BEQ1} - U_{BEQ2}] / R1}$
Men kan wiskundig bewijzen dat de variatie ΔU op de U_{BE} van een silicium transistor gegeven wordt door de formule:
$\mathbf{\Delta U_{BE} = \Delta T . K . \ln I_C}$
Hierbij is:
- ΔU_{BE} de stijging of daling van de basis-emitter spanning onder invloed van een temperatuurvariatie ΔT;
- K een constante factor die bepaald wordt door de eigenschappen van de halfgeleider;
- ln I_C de logaritme van de collectorstroom van de transistor.

Men kan nu het temperatuursafhankelijk verloop van de spanning over de weerstand R1 berekenen:
$\mathbf{\Delta U_{R1} = \Delta U_{BEQ1} - \Delta U_{BEQ2}}$
$\mathbf{\Delta U_{R1} = [\Delta T . K . \ln I_1] - [\Delta T . K . \ln I_2]}$
$\mathbf{\Delta U_{R1} = \Delta T. K . \ln[I_1/I_2]}$

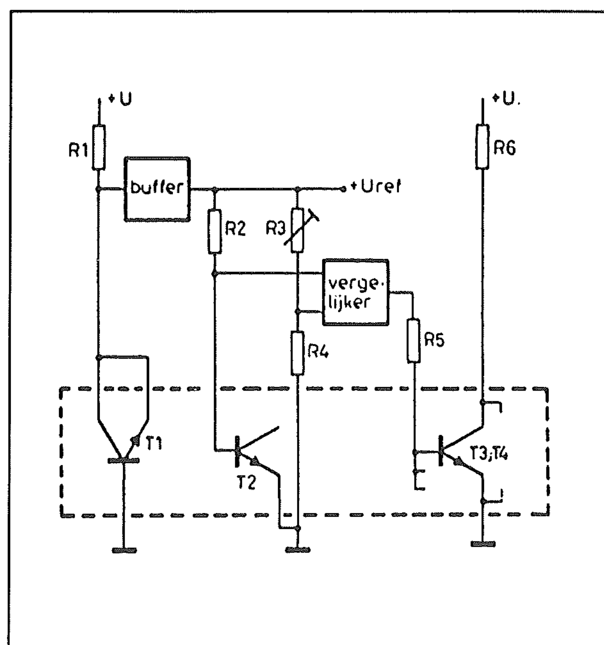
Men kan vervolgens deze formule verwerken in de uitdrukking van de uitgangsspanning van de schakeling:
$\mathbf{\Delta U_{REF} =}$
$\mathbf{\Delta U_{BEQ3} + \{\Delta T . K . R1/R2 . \ln[I_1/I_2]\}}$
De eerste term van deze som heeft, zoals bekend een negatieve temperatuurscoëfficiënt van -2 mV/°C.
Het komt er nu dus op neer de tweede term van de som een temperatuurscoëfficiënt te geven van +2 mV/°C. Dat kan heel gemakkelijk.
Het volstaat namelijk de verhouding tussen de stromen I_1 en I_2 een bepaalde waarde te geven, waardoor het logaritmische quotiënt van beide stromen de noodzakelijke waarde krijgt.

In de praktijk kan men deze waarden instellen door het lasertrimmen van de waarde van de weerstanden R1 en R2.
Hoe nauwkeuriger beide weerstanden worden afgeregeld, hoe preciezer beide temperatuurscoëfficiënten in absolute waarde aan elkaar gelijk worden en hoe stabieler de uitgangsspanning van de schakeling is.

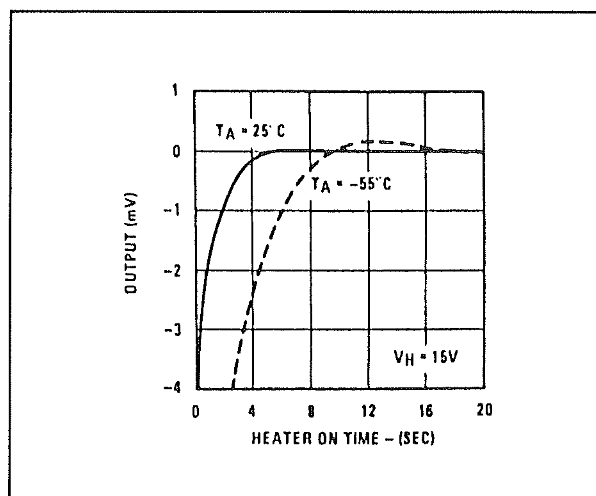
Men heeft het bandgap principe op dit moment zo goed onder controle dat de meeste spanningsreferenties volgens dit principe worden opgebouwd. Maar vaak wordt zelfs een bandgap referentie gebruikt als basis voor een geïntegreerde spanningsstabilisator!

Thermostatisch geregelde referenties
Bij dit soort referenties wordt de chip van het IC ingesteld op een constante temperatuur van ongeveer 90 °C.
Temperatuurschommelingen, veroorzaakt door de omgeving, worden door een thermostatische regeling gecompenseerd.

14.10 Theorie en praktijk van spanningsreferenties



Figuur 3/14.10-5: Het principeschema van een thermostatisch geregelde referentie.



Figuur 3/14.10-6: De opwarmtijd van een thermostatisch geregelde referentie.

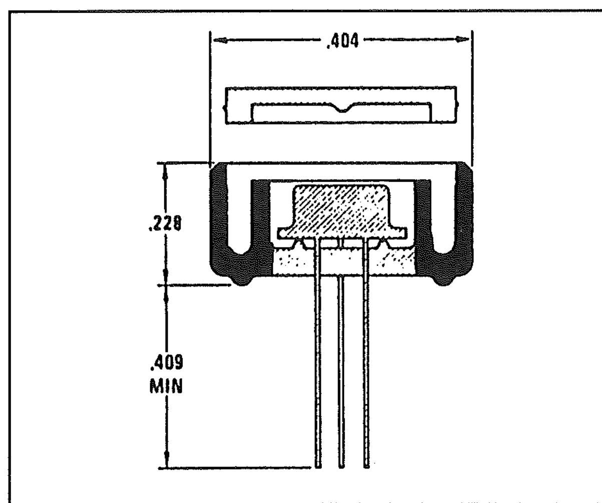
De referentiediode staat dus op een constante temperatuur en levert bijgevolg ook een constante spanning af. Het principeschema van een dergelijke schakeling is getekend in figuur 3/14.10-5.

De basis-emitter overgang van transistor T2 wordt gebruikt als temperatuursensor. Deze spanning heeft immers een zeer constante temperatuurscoëfficiënt van -2 mV/°C. De sensorspanning wordt in een vergelijker vergeleken met een instelspanning die wordt afgeleid uit de uitgangsspanning van het IC. De comparator stuurt stroom door enige transistoren T3, T4, ... op de chip, die als verwarmingselement worden gebruikt. Transistor T1 wordt gebruikt als zenerdiode, waarbij de basis-emitter junctie invers wordt gepolariseerd. De doorslagspanning van deze junctie wordt als uitgangsspanning van de schakeling gebruikt.

Dergelijke referenties hebben een temperatuurscoëfficiënt van rond de 0,3 ppm/°C. Dat wil zeggen dat de uitgangsspanning 0,3 miljoensten delen afwijkt per graad Celsius! Uiteraard verbruiken dergelijke schakelingen een tamelijk grote stroom. Daarnaast moet men rekening houden met opwarmingsverschijnselen bij het inschakelen van de voedingsspanning. De chip moet immers eerst op de werktemperatuur van ongeveer 90 °C gebracht worden, alvorens het IC een betrouwbare spanning genereert. Toch gaat dat opwarmen vrij snel. Als voorbeeld is in figuur 3/14.10-6 de opwarmtijd van de LM 199 getekend. Bij een omgevingstemperatuur van 25 °C heeft de chip zich binnen de vijf seconden ingesteld op de werktemperatuur.

Thermostatisch geregelde referenties worden meestal geleverd met een zogenaamd "thermische afscherming". Een dergelijke afscherming reduceert het stroomverbruik van de chip dramatisch. De afscherming bestaat uit een extra behuizing rond het IC, zoals geschetst in

figuur 3/14.10-7. Deze afscherming voorkomt het afkoelen van het IC, zodat er veel minder energie nodig is om de chip op werktemperatuur te handhaven.



Figuur 3/14.10-7: De "thermische afscherming" die meestal bij een thermostatisch geregelde referentie geleverd wordt.

Spanningsreferenties in de praktijk

Inleiding

Spanningsreferenties worden zo veel toegepast, dat zowat alle IC-fabrikanten een serie van dergelijke schakelingen in de aanbieding hebben. En hoewel deze IC's allemaal volgens een van de vier besproken principes werken, treft men in de praktijk toch schakelingen aan met meer mogelijkheden dan alleen maar de rol van super zenerdiode, die een spanningsreferentie in wezen speelt.

In de volgende paragrafen worden enige van deze schakelingen besproken en worden voorbeeldschakelingen gegeven met spanningsreferenties.

De families

De meeste fabrikanten leveren spanningsreferenties in families af. De verschillende leden van de familie verschillen of in uitgangsspanning of in temperatuurscoëfficiënt. Het zal duidelijk zijn dat de laatste factor in belangrijke mate het prijsverschil tussen verschillende leden van dezelfde familie bepaalt.

Zo wordt bijvoorbeeld de MP 5010 van Micro Power Systems geleverd in niet minder dan acht versies. Deze verschillen alleen van elkaar door de temperatuurscoëfficiënt.

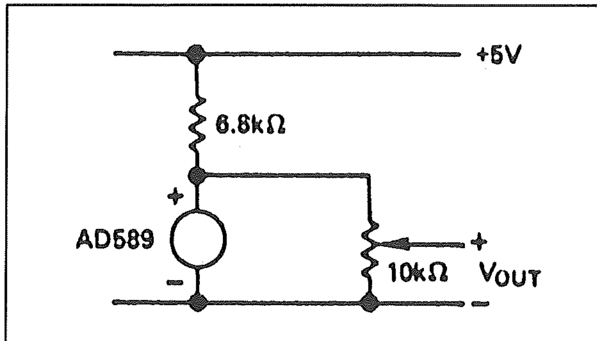
Zo heeft de MP 5010 NT een temperatuurscoëfficiënt van slechts 5 ppm/°C en de MP 5010 GN een temperatuurscoëfficiënt van meer dan 100 ppm/°C.

De twee-draads referenties

De spanningsreferenties die niets meer bevatten dan een van de besproken principes (behalve de thermostatisch geregelde referenties) worden als twee-draads component op de markt gebracht. Deze hebben een positieve en een negatieve aansluiting en moeten, net zoals een normale zenerdiode, in serie met een stroombegrenzende weerstand tussen de massa en de positieve voeding worden aangesloten. In figuur 3/14.10-8 is als voorbeeld van een dergelijke eenvoudige referentie de AD 589 getekend. De referentie wordt in serie met een weerstand van 6,8 kΩ aangesloten over de goed gestabiliseerde voedingsspanning van +5 V en levert een instelbare referentiespanning af tussen 0 V en +1,23 V.

De temperatuurscoëfficiënt van de schakeling is afhankelijk van het familielid en ligt tussen 100 en 10 ppm/°C.

14.10 Theorie en praktijk van spanningsreferenties

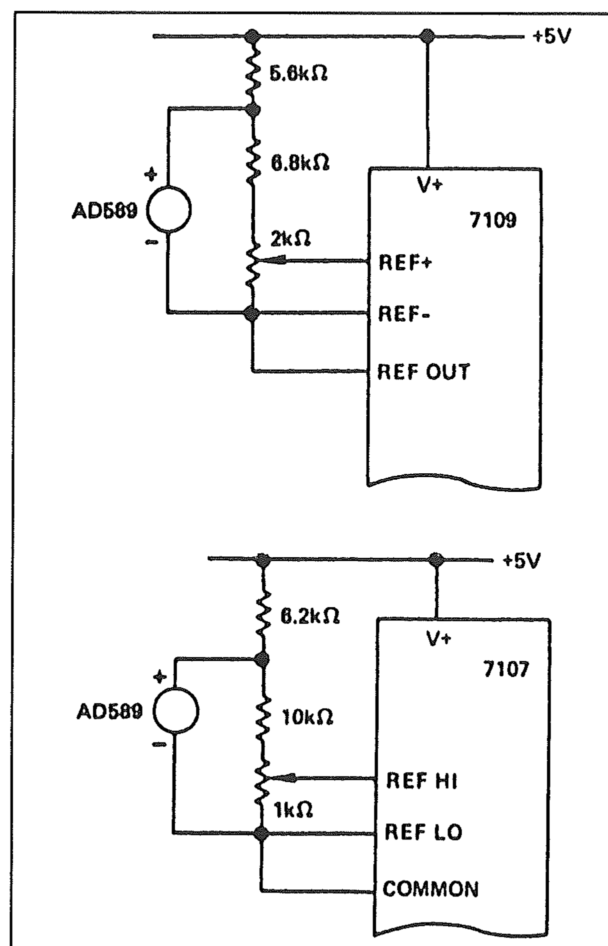


Figuur 3/14.10-8: De basisschakeling rond een eenvoudige spanningsreferentie.

Deze schakeling kan gebruikt worden als referentie voor een gestabiliseerde voeding. Vervolgens worden enige toepassingsvoorbeelden van deze twee-draads spanningsreferenties besproken.

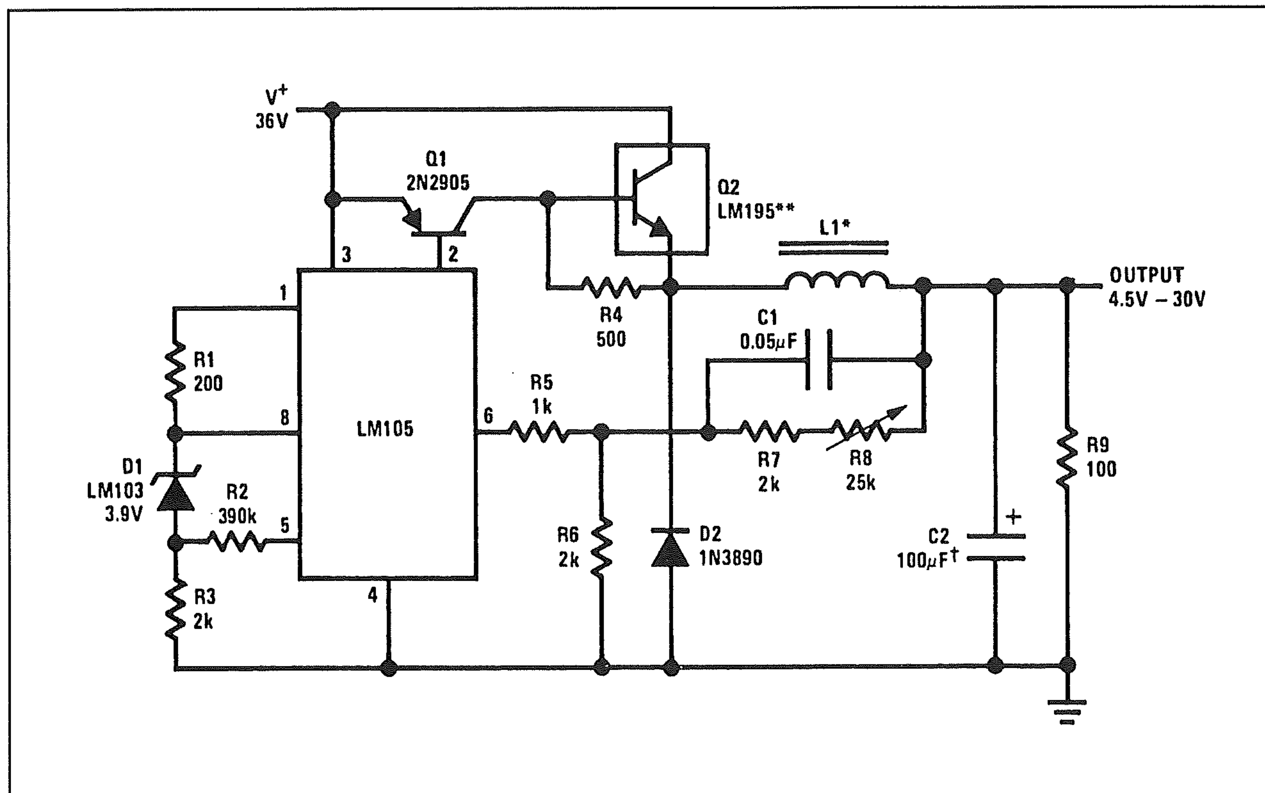
- **Figuur 3/14.10-9:**
  In figuur 3/14.10-9 wordt een AD 589 toegepast als referentie voor de bekende digitale voltmeter IC's van de 71xx-serie. De in de applicatieschema's voorziene normale zenerdiode kan vervangen worden door de spanningsreferentie, waardoor de lange termijn stabiliteit en nauwkeurigheid van de schakeling aanmerkelijk vergroot.
- **Figuur 3/14.10-10:**
  In figuur 3/14.10-10 wordt een geschakelde regelbare voeding getekend, waarvan de basis wordt gevormd door een spanningsreferentie van het type LM 103. Dit IC levert een referentiespanning af van 3,9 V en wordt hier gebruikt om de switching-regulator LM 105 in te stellen.
- **Figuur 3/14.10-11:**
  In deze figuur is het schema getekend van een serie-gestabiliseerde instelbare voeding, die een uitgangsspanning aflevert tussen 0 en 20 V, bij een maximale stroom van 1 A.

Als spanningsreferentie wordt een LM 129 gebruikt, die rechtstreeks uit de ongestabiliseerde voedingsspanning wordt ingesteld. De uitgangsspanning wordt ingesteld door de waarde van de referentiespanning regelbaar te maken met een potentiometer van 20 kΩ. Een operationele versterker vergelijkt de referentiespanning met een deel van de uitgangsspanning en stuurt een vermogenstransistor van het type LM 195K. De condensator van 1 µF wordt gebruikt om de ruisspanning op de referentiespanning weg te filteren.

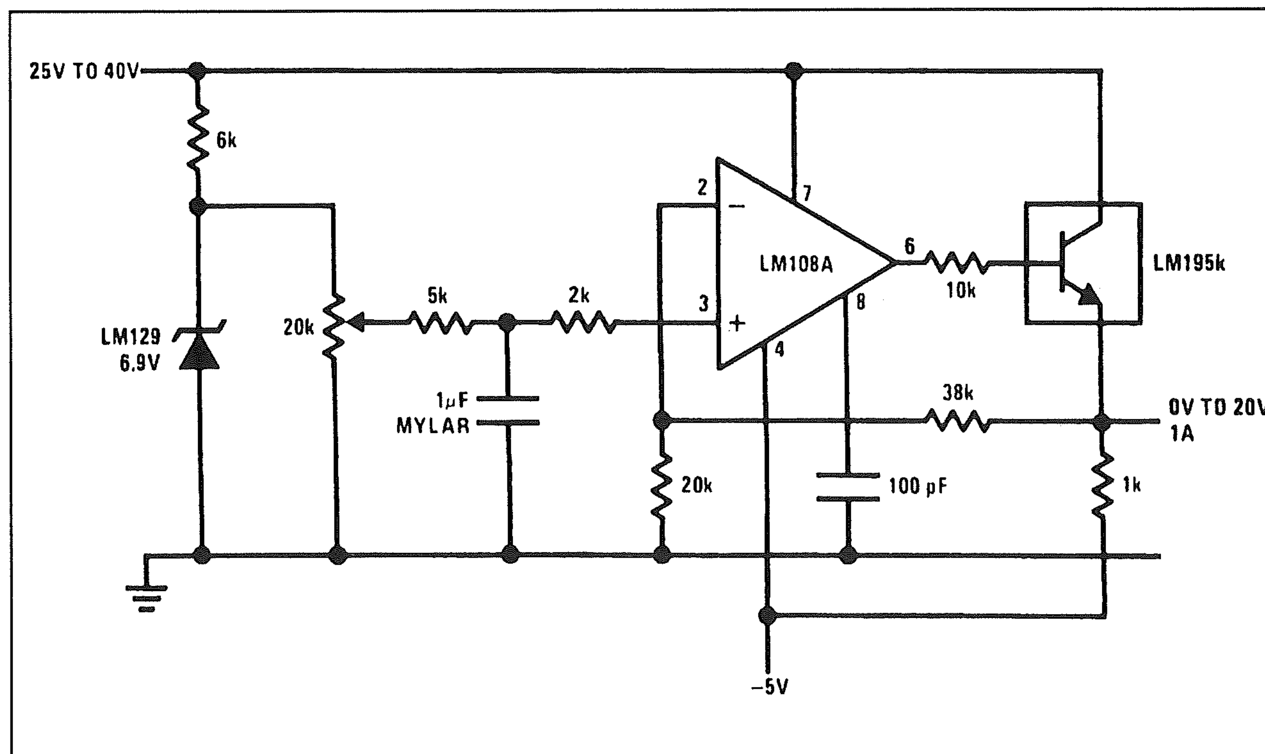


Figuur 3/14.10-9: Een spanningsreferentie gebruikt als referentie-element in een digitale voltmeter.

14.10 Theorie en praktijk van spanningsreferenties

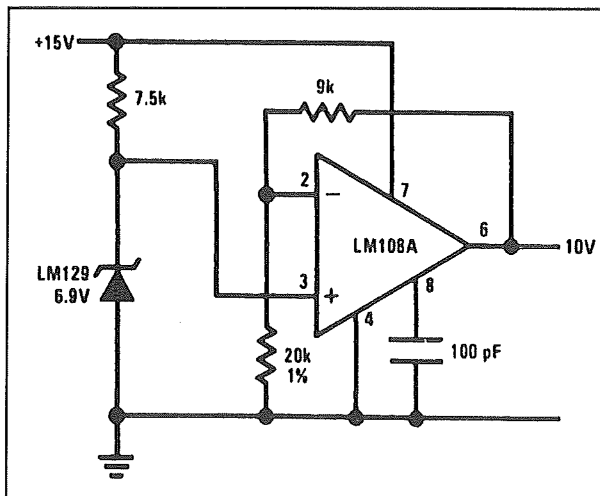


Figuur 3/14.10-10: Een geschakelde voeding met een spanningsreferentie als basis.



Figuur 3/14.10-11: Een eenvoudige serie-gestabiliseerde voeding van 0 tot 20 V.

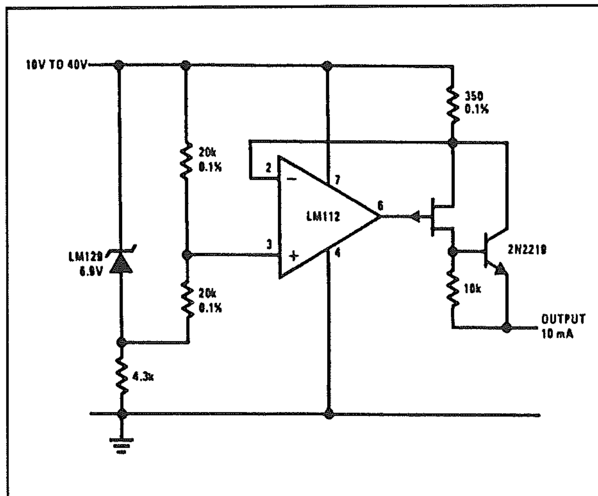
14.10 Theorie en praktijk van spanningsreferenties



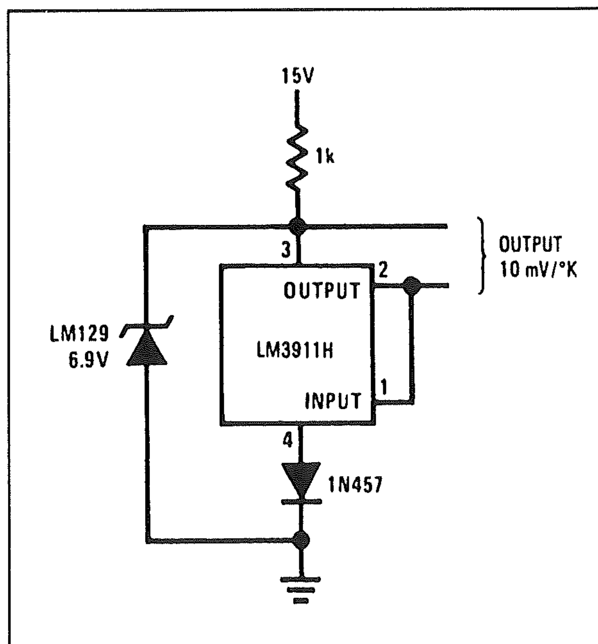
Figuur 3/14.10-12: Met een operationele versterker kan men de waarde van de referentiespanning opvoeren tot een praktisch bruikbare waarde.

- **Figuur 3/14.10-12:**
Alle basisreferenties leveren een vrij lage spanning af.
Een rechtstreeks gevolg van de werkingsprincipes.
Bandgap referenties hebben een uitgangsspanning van 1,2 à 2,5 V, temperatuur gecompenseerde referenties zitten rond de 6,9 V. Nu zal men vaak in de praktijk een referentiespanning van precies 5,00 V of 10,00 V nodig hebben. Dat is zeker het geval als men de spanningsreferentie gebruikt voor het voeden van een digitaal naar analoog omzetter.
In figuur 3/14.10-12 is een eenvoudig schema getekend, waarmee men de uitgangsspanning van een referentie kan opkrikken tot 10,00 V.
De referentiespanning van de LM 129, 6,9 V, wordt door middel van een operationele versterker opgevoerd tot +10,00 V. Natuurlijk worden bij dergelijke schakelingen zeer hoge eisen gesteld aan de stabiliteit van de weerstanden waarmee de versterkingsfactor van de operationele versterker wordt ingesteld.
Vandaar dat in ieder geval metaalfilm weerstanden met een tolerantie van 1 % gebruikt moeten worden en men in de specificaties van deze onderdelen moet nakijken of hun temperatuurscoëfficiënt niet hoger is dan deze van de spanningsreferentie.
- **Figuur 3/14.10-13:**
In dit schema wordt een spanningsreferentie van het type LM 129 gebruikt voor het instellen van een constante stroombron. De schakeling levert een zeer nauwkeurige uitgangsstroom van 10 mA, die (binnen bepaalde grenzen) volledig onafhankelijk is van de belasting, de temperatuur of de voedingsspanning.
De operationele versterker is geschakeld als spanning naar stroom omzetter. De spanning die valt over de weerstand van 20 kΩ aan de niet-inverterende ingang wordt vergeleken met de spanning die valt over de collectorweerstand van de uitgangstransistor. De schakeling maakt beide spanningen aan elkaar gelijk, met als gevolg dat de collectorstroom van de transistor constant wordt gehouden.
- **Figuur 3/14.10-14:**
In deze schakeling wordt een spanningsreferentie van het type LM 129 gebruikt voor het instellen van een geïntegreerde temperatuursensor van het type LM 3911 H. De schakeling levert een spanning af die recht evenredig is met de temperatuur van de sensor en geijkt is in °K.
Dat wil zeggen dat bij een temperatuur van 0 °C de schakeling een uitgangsspanning van 2.370 mV genereert.

14.10 Theorie en praktijk van spanningsreferenties



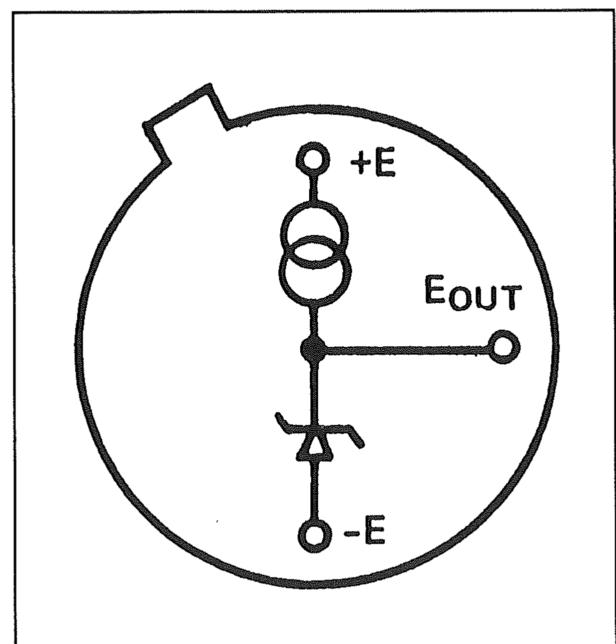
Figuur 3/14.10-13: Een spanningsreferentie wordt gebruikt als referentie-element voor een constante stroombron.



Figuur 3/14.10-14: Een spanningsreferentie wordt gebruikt voor het instellen van een temperatuursensor.

Spanningsreferenties met voedingsaansluiting

Het zal duidelijk zijn dat de goede werking van de spanningsreferentie volledig verstoord kan worden als het element wordt aangesloten op een voedingsspanning die niet goed gestabiliseerd is. De stroom door de voorschakelweerstand en door de referentie wordt immers bepaald door de waarde van de voedingsspanning. Als deze zélf varieert in functie van de temperatuur kan men niet verwachten dat de spanningsreferentie aan zijn eigen hoge standaarden kan voldoen!
Vandaar dat een aantal fabrikanten spanningsreferenties op de markt brengt, die drie aansluitingen hebben. Naast de massa en de referentie-uitgang is nog een voedingsaansluiting aanwezig, die rechtstreeks verbonden kan worden met de voeding van het systeem. In de meeste gevallen bevat een dergelijk IC een constante stroombron, die er voor zorgt dat de eigenlijke spanningsreferentie gevoed wordt met een zeer constante stroom die onafhankelijk is van de waarde van de voedingsspanning.

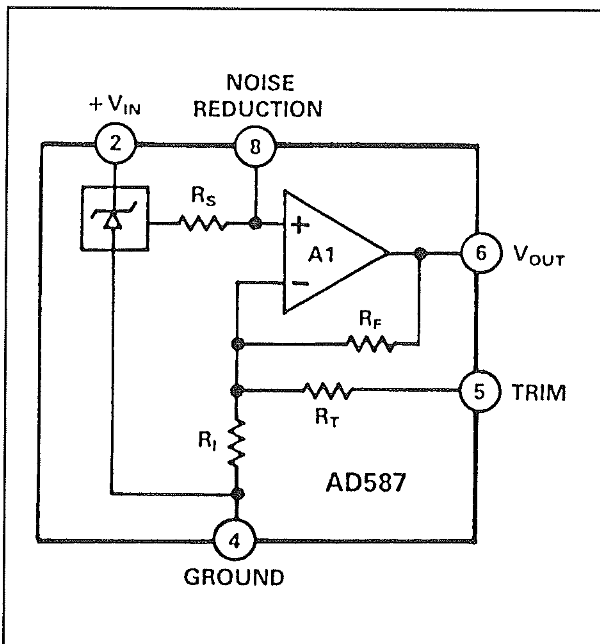


Figuur 3/14.10-15: Het interne schema van een AD 580.

In figuur 3/14.10-15 is als voorbeeld het interne blokschema getekend van de AD 580. Deze spanningsreferentie levert een uitgangsspanning van +2,5 V met een temperatuurscoëfficiënt van tussen de 10 en 85 ppm/°C.

Spanningsreferenties met ingebouwde versterker

Zoals reeds gemeld, leveren standaard spanningsreferenties vrij lage spanningen af. Nu kan men deze lage spanning natuurlijk op een heel eenvoudige manier met een extern versterkertje verhogen (figuur 3/14.10-12).
Maar uiteraard zijn de IC-fabrikanten op het idee gekomen om deze versterker op de chip te integreren. Zodoende zijn er een heleboel spanningsreferenties op de markt, die uitgangsspanningen van precies +5,00, +10,00 of 10,24 V genereren.

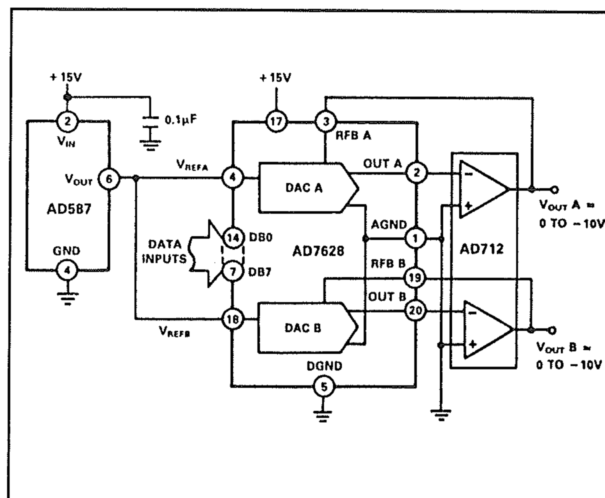


Figuur 3/14.10-16: Een spanningsreferentie met ingebouwde versterker voor het verhogen van de uitgangsspanning.

Deze laatsten zijn zeer interessant voor gebruik bij 10 bit brede digitaal naar analoog omzetters. Dan komt iedere codewisseling met één LSB overeen met een variatie op de uitgangsspanning van precies 10 mV.

Als voorbeeld wordt in figuur 3/14.10-16 het interne schema gegeven van de AD 587.
Deze spanningsreferentie levert een uitgangsspanning af van 10,00 V, waarbij de interne weerstanden door middel van lasertrimming zijn afgeregeld. Maar ook bij dit soort schakelingen worden meestal hele families aangeboden, die onderling niet alleen verschillen in temperatuurscoëfficiënt, maar ook in tolerantie op de uitgangsspanning.
Hoe minder tolerantie, hoe duurder de IC's zijn!

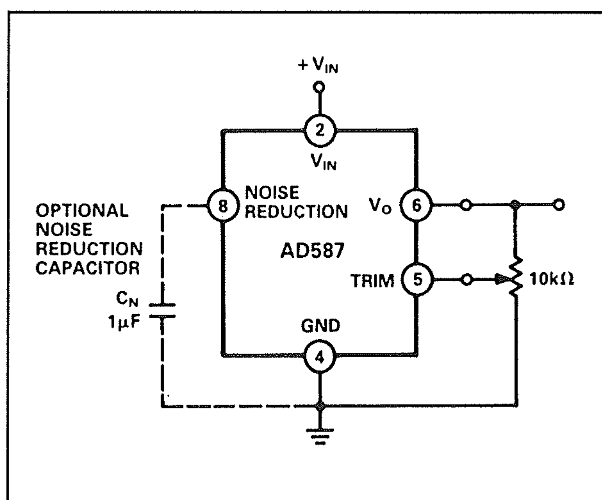
In figuur 3/14.10-17 is als toepassingsvoorbeeld een dubbele DAC getekend, waarbij de AD 587 de 10,00 V referentiespanning levert.



Figuur 3/14.10-17: De AD 587 toegepast als spanningsreferentie bij een dubbele DAC.

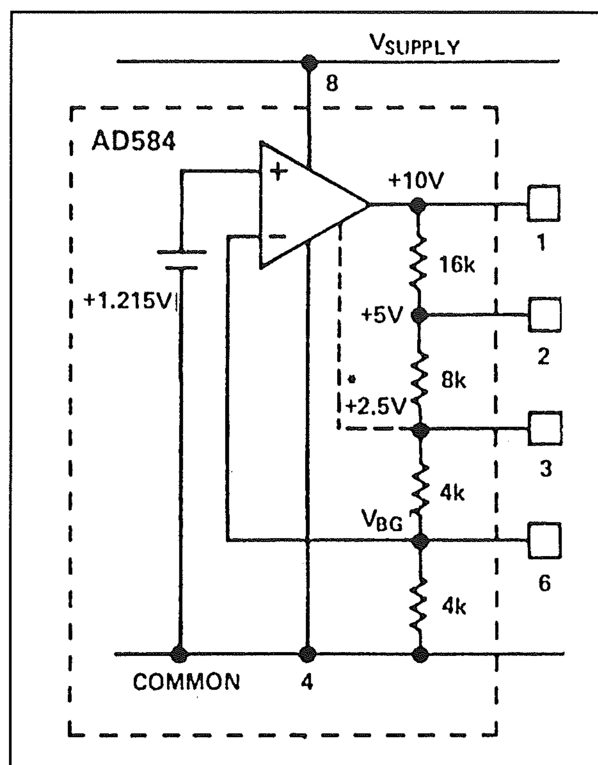
14.10 Theorie en praktijk van spanningsreferenties

Omdat men toch pennetjes over had, heeft men nog twee extra ingangen aangebracht.
Op de ene (pen 8) kan men een externe condensator aansluiten voor het reduceren van de eigen ruis van de schakeling. Op de tweede (pen 5) kan men een instelpotentiometer zetten, waarmee de uitgangsspanning heel precies kan afgeregeld worden. Het basisschema van een dergelijke spanningsreferentie is dan getekend in figuur 3/14.10-18. Dit schema staat model voor een heleboel spanningsreferenties met geïntegreerde uitgangsversterker!

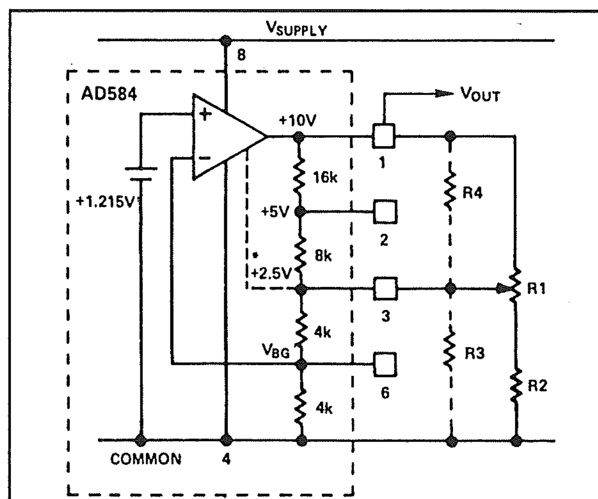


Figuur 3/14.10-18: Het volledige basisschema rond een spanningsreferentie met geïntegreerde operationele versterker, met trimming-faciliteit en externe ruisonderdrukking.

Sommige IC-fabrikanten gaan nog verder en brengen spanningsreferenties op de markt die verschillende uitgangsspanningen leveren.
In figuur 3/14.10-19 is bijvoorbeeld het interne schema van de AD 584 van Analog Devices getekend. Deze schakeling heeft vier uitgangen, waarvan men referentiespanningen van respectievelijk +1,215 V, +2,5 V, +5,0 V en +10,0 V kan aftakken.



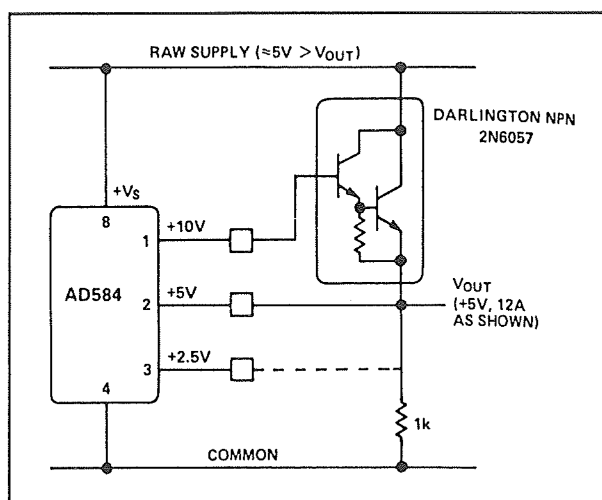
Figuur 3/14.10-19: Een spanningsreferentie met vier uitgangsspanningen.



Figuur 3/14.10-20: Het afregelen van de uitgangsspanning van de AD 584.

14.10 Theorie en praktijk van spanningsreferenties

Het zal duidelijk zijn dat deze schakeling alle mogelijkheden in zich heeft om door middel van een eenvoudige externe schakeling de uitgangsspanningen te trimmen op iedere gewenste waarde. Zo is in figuur 3/14.10-20 een schema getekend, waarmee men de +10,0 V uitgang binnen ruime grenzen op de gewenste spanning kan afregelen.

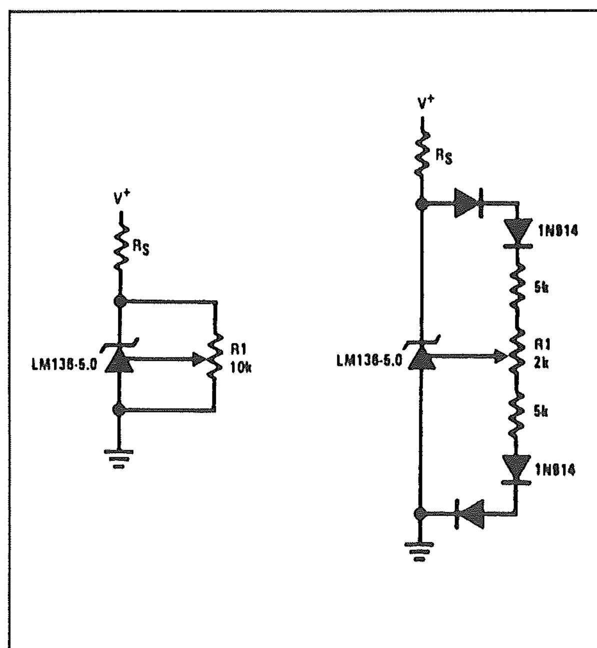


Figuur 3/14.10-21: Een eenvoudige toepassing van een spanningsreferentie met interne operationele versterker.

In figuur 3/14.10-21 is een heel eenvoudige toepassing van een dergelijke schakeling getekend. De +5 V en +10 V uitgangen worden gebruikt voor het besturen van een externe vermogenstransistor. Deze wordt daardoor opgenomen in de terugkoppellus van de interne operationele versterker. Het resultaat is de wel meest eenvoudige gestabiliseerde voeding die men zich kan voorstellen! De schakeling levert een spanning van +5 V met een maximale stroomcapaciteit van niet minder dan 12 A!

Trimbare spanningsreferenties

Dank zij de moderne fabrikagetechnieken is het mogelijk een spanningsreferentie binnen zeer nauwe toleranties af te regelen op bijvoorbeeld een uitgangsspanning van precies 10,00 V. Maar het zal duidelijk zijn dat deze individuele afregeling van iedere chip met behulp van laserstralen tijd kost, hetgeen terug te vinden is in de prijs van de schakeling. Vandaar dat bijna alle IC-fabrikanten goedkope spanningsreferenties op de markt brengen, voorzien van een extra aansluiting waarop men een externe trimschakeling kan aansluiten. Op deze manier kan men toch economisch zeer nauwkeurige referentiespanningen genereren.



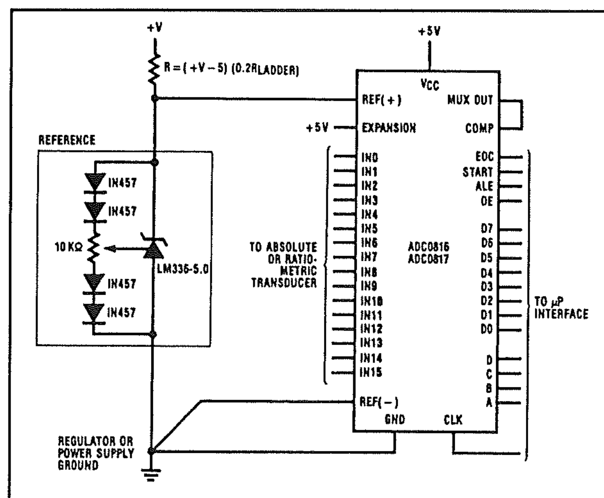
Figuur 3/14.10-22: Het trimmen van een spanningsreferentie met "ADJ"-ingang.

Als voorbeeld van deze technologie wordt de LM 136/236/336 van National Semiconductor besproken. Deze spanningsreferentie levert een spanning af van ongeveer +5,0 V met een temperatuurscoëfficiënt van 20 ppm/°C. De schakeling zit in een behuizing met drie aansluitingen. Naast de bekende "+" en "-" is er nog een "ADJ"-ingang aanwezig. In het linker sche-

14.10 Theorie en praktijk van spanningsreferenties

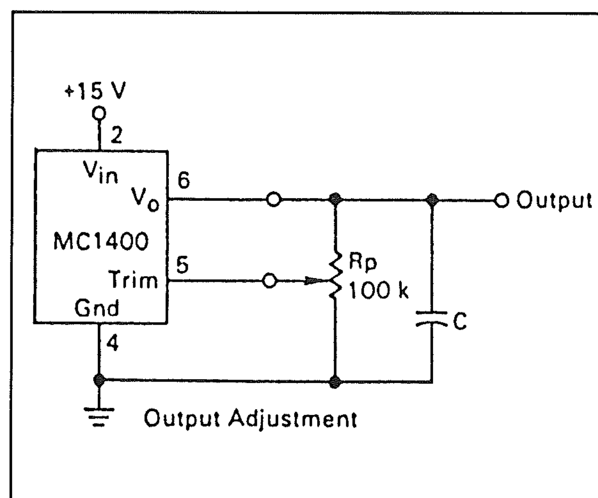
ma van figuur 3/14.10-22 is geschetst hoe men met behulp van een externe instelpotentiometer de uitgangsspanning precies op +5,00 V kan afregelen. Daarnaast staat een schema waarbij twee silicium dioden is serie met de trimmer worden opgenomen. Met deze schakeling is het mogelijk de temperatuurscoëfficiënt van 20 ppm/°C nog kleiner te maken.

Als toepassingsvoorbeeld van een dergelijke schakeling staat in figuur 3/14.10-23 het schema van een analoog naar digitaal omzetter met zestien analoge ingangen, waarbij de referentiespanning wordt gegenereerd met een temperatuur gecompenseerde LM 336.



Figuur 3/14.10-23: De LM 336 gebruikt als spanningsreferentie bij een zestien kanaals analoog naar digitaal omzetter.

Tot slot van deze paragraaf is in figuur 3/14.10-24 het basisschema getekend rond een MC 1400 van Motorola. Waaruit blijkt dat de trimbare spanningsreferenties ook bestaan in het soort mét voedingsaansluiting. Het IC heeft nu dus vier aansluitingen, waarbij de "TRIM"-ingang wordt aangesloten op een potentiometer die geschakeld is tussen de massa en de uitgang. De MC 1400 is leverbaar met uitgangsspanningen van ongeveer +2,5 V, +5,0 V, +6,25 V en +10,0 V, met een temperatuurscoëfficiënt van 25 ppm/°C. Met behulp van de trimmer kan men de uitgangsspanning over en bereik van +/-5 % variëren.

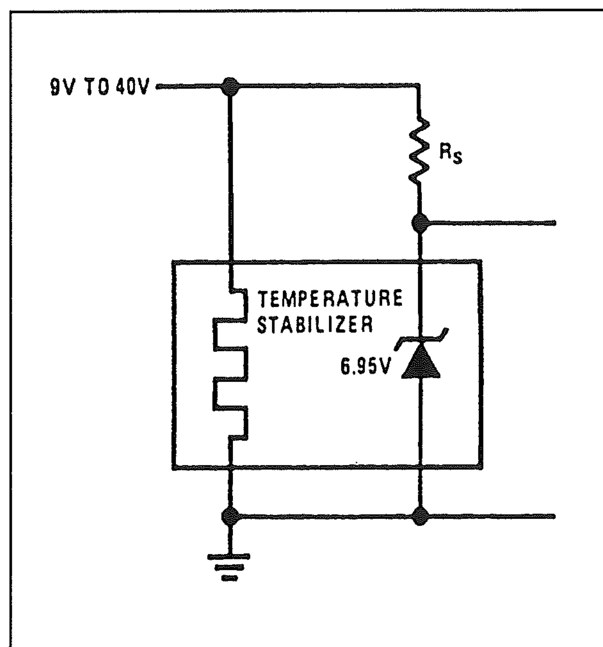


Figuur 3/14.10-24: Een trimbare spanningsreferentie met voedingsaansluiting.

Thermostatisch geregelde referenties

Deze spanningsreferenties zijn in wezen even eenvoudig in het gebruik als gelijk welke andere referentie. Zo is in figuur 3/14.10-25 het basisschema getekend van de LM 199. Deze schakeling heeft vier aansluitingen. Met de twee linker aansluitingen wordt de interne thermostaat regeling rechtstreeks verbonden met de voedingsspanning. De twee rechter bevatten niets meer dan de eigenlijke spanningsreferentie die een spanning levert van ongeveer 6,95 V met een temperatuurscoëfficiënt van 0,5 ppm/°C. Natuurlijk worden er aan de stabiliteit van de voedingsspanning en de serieweerstand uiterst hoge eisen gesteld!

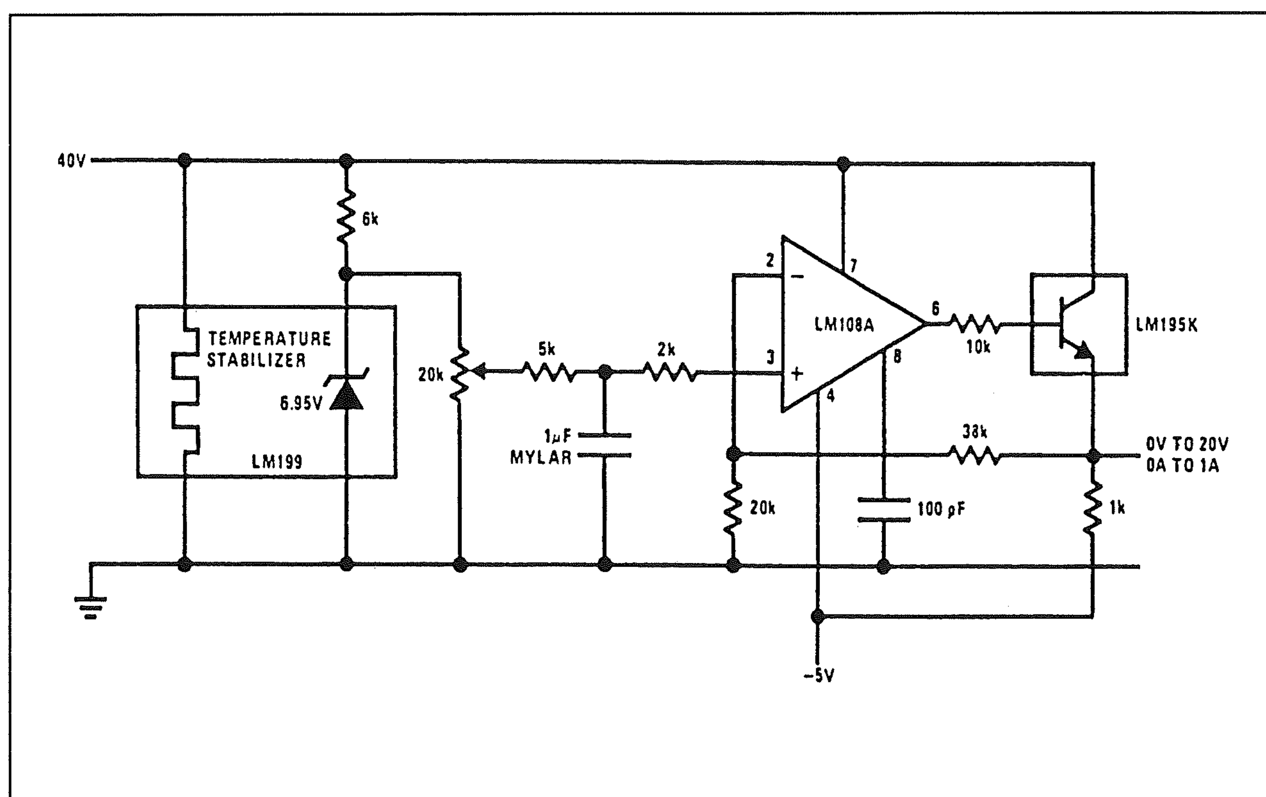
14.10 Theorie en praktijk van spanningsreferenties



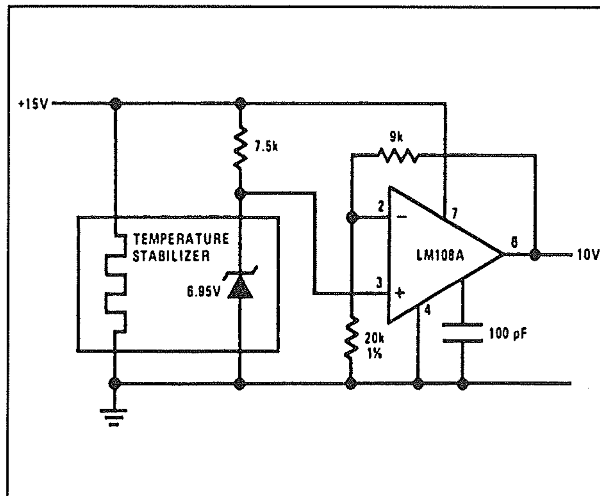
Figuur 3/14.10-25: Het basisschema van een thermostatisch geregelde spanningsreferentie.

In figuur 3/14.10-26 wordt een zeer stabiele voeding getekend, die instelbaar is tussen 0 en 20 V en een uitgangsstroom van 1 A kan leveren.
De schakeling maakt gebruik van de bekende technieken die altijd worden gebruikt voor het realiseren van een seriegestabiliseerde voeding.

Tot slot van deze paragraaf geeft figuur 3/14.10-27 een schema waarmee men de uitgangsspanning van de LM 199 kan opvoeren tot +10,00 V. Ook nu geldt, meer dan ooit, dat aan de stabiliteit van de weerstanden zeer hoge eisen worden gesteld!



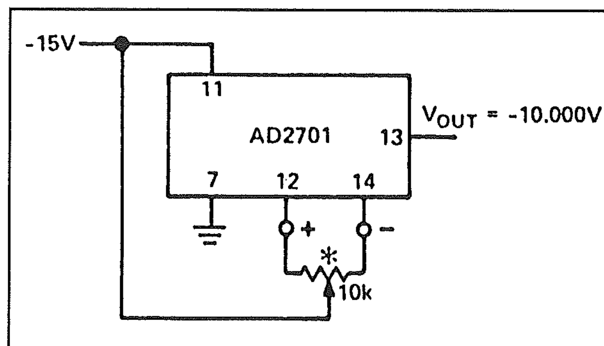
Figuur 3/14.10-26: Een serie-gestabiliseerde voeding met een LM 199 als thermostatisch gestabiliseerde spanningsreferentie.



Figuur 3/14.10-27: Het opvoeren van de uitgangsspanning van een thermostatisch geregelde referentie.

Negatieve spanningsreferenties

Tot nu toe zijn alleen spanningsreferenties besproken, die een positieve uitgangsspanning genereren. Hoewel deze sterk in de meerderheid zijn, heeft men toch ook negatieve spanningsreferenties ontworpen. In basis werken deze volgens dezelfde principes als de positieve soortgenoten.

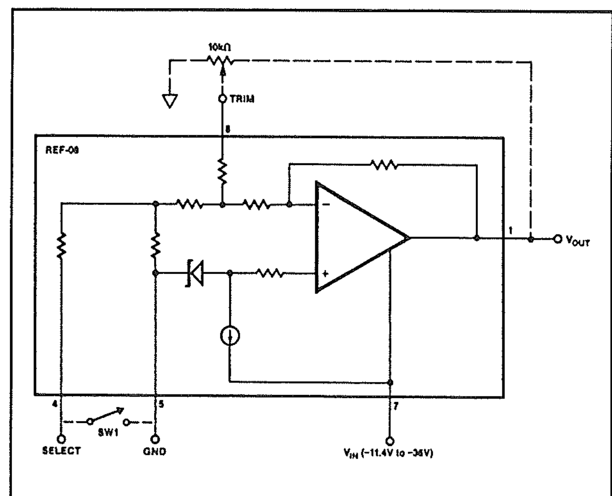


Figuur 3/14.10-28: De AD 2701 is een negatieve spanningsreferentie.

Als eerste voorbeeld wordt de AD 2701 van Analog Devices behandeld. Deze schakeling, waarvan in figuur 3/14.10-28 het basisschema is getekend, wekt een referentiespanning op van -10,000 V met een temperatuurscoëfficiënt van 10 tot 3 ppm/°C en een tolerantie op de uitgangsspanning tussen de 5 en de 2,5 mV!

De schakeling heeft twee TRIM-aansluitingen, waartussen een instelpotentiometer wordt geschakeld.
Hiermee is het mogelijk de uitgangsspanning van de schakeling op precies -10,000 V af te regelen.

Als tweede voorbeeld van een negatieve spanningsreferentie wordt de REF-08 van PMI besproken. Deze schakeling levert twee selecteerbare uitgangsspanningen, namelijk -10,00 V of -10,24 V. De tweede spanning ontstaat als de pennen 4 en 5 worden kortgesloten. Zoals uit het interne blokschema van figuur 3/14.10-29 blijkt, heeft ook deze referentie een TRIM-ingang.
De spreiding op de uitgangsspanning bedraagt maximaal +/-20 mV, de temperatuurscoëfficiënt is maximaal 10 ppm/°C.



Figuur 3/14.10-29: Een tweede voorbeeld van een spanningsreferentie voor negatieve uitgangsspanningen.

14.10 Theorie en praktijk van spanningsreferenties

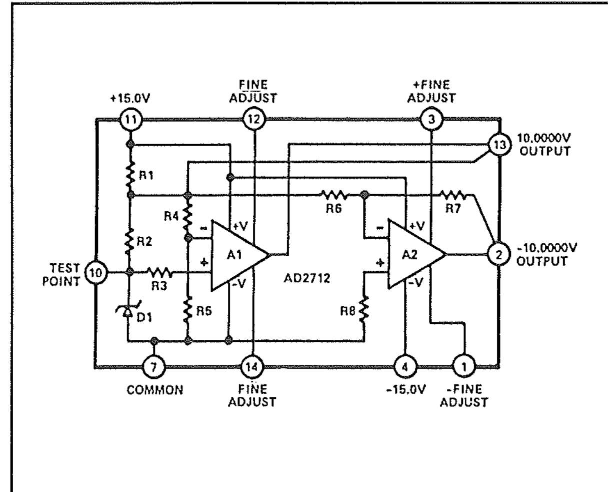
Symmetrische referenties

Naast de ontelbare positieve spanningsreferenties en een paar negatieve spanningsreferenties bestaan er ook nog symmetrische spanningsreferenties. Deze genereren, zoals de naam reeds doet vermoeden, twee in absolute waarde even grote uitgangsspanningen, maar met tegengestelde polariteit.

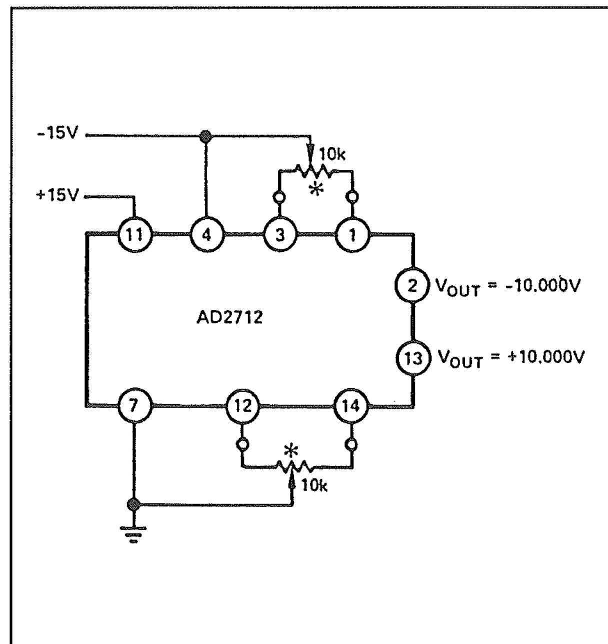
Als voorbeeld van een dergelijke schakeling wordt de AD 2712 van Analog Devices in de schijnwerper gezet. Dit IC levert, zie het blokschema van figuur 3/14.10-30, twee referentiespanningen van +10,000 V en van -10,000 V. De afwijking op deze spanningen bedraagt maximaal +/-1 mV, terwijl de temperatuurscoëfficiënt wordt gespecificeerd als maximaal 1 ppm/°C. Deze spanningsreferentie behoort dus zonder meer tot de allerhoogste topklasse!

Ondanks deze prachtige specificaties bestaat toch nog de mogelijkheid de uitgangsspanningen te trimmen. Daarvoor wordt het schema van figuur 3/14.10-31 gebruikt, waarbij twee instelpotentiometers van 10 kΩ het instelwerk verzorgen.

Het nadeel van deze externe trimming is wel dat de uitstekende temperatuurscoëfficiënt van de schakeling ietsjes slechter wordt.
Door het aanbrengen van de trimmers stijgt deze coëfficiënt met 0,3 ppm/°C.



Figuur 3/14.10-30: De symmetrisch spanningsreferentie AD 2712.



Figuur 3/14.10-31: Het trimmen van een symmetrische referentie.